

Übertragungstechnik für passive Sensortransponder in der Medizin

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften der
Universität Duisburg-Essen
zur Erlangung des akademischen Grades eines
Doktor-Ingenieurs

genehmigte Dissertation

von
M.Sc. Andreas Hennig
geboren in
Lich

Datum der Einreichung: 2009/11/11

Referent: Prof. Dr. rer. nat. A. Grabmaier

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. K. Solbach

Tag der mündlichen Prüfung: 2010/06/18

Zusammenfassung

Durch Sensortransponder-Systeme eröffnen sich viele neue Anwendungen in Medizin und Technik. Bisher wird dabei die Transponder-Technik verwendet und lediglich um eine Sensorfunktionalität erweitert. Insbesondere bei der Therapie von Herz-Kreislauferkrankungen sind implantierbare Sensortransponder von Interesse. Jedoch ist der Einsatz von Sensortransponder-Systemen tief im menschlichen Körper aufgrund technischer Grenzen der Transponder-Technik bisher nicht möglich. In dieser Arbeit werden Möglichkeiten aufgezeigt, diese technischen Grenzen zu erweitern. Durch ein neues Übertragungsverfahren für Energie und Daten eröffnen sich so viele neue Einsatzmöglichkeiten.

Abbildung 1 zeigt die Komponenten eines Sensortransponder-Systems. Das System wurde in funktionale Blöcke unterteilt. Blöcke, in denen Neuerungen und Verbesserungen in dieser Arbeit entstanden sind, wurden grau unterlegt.

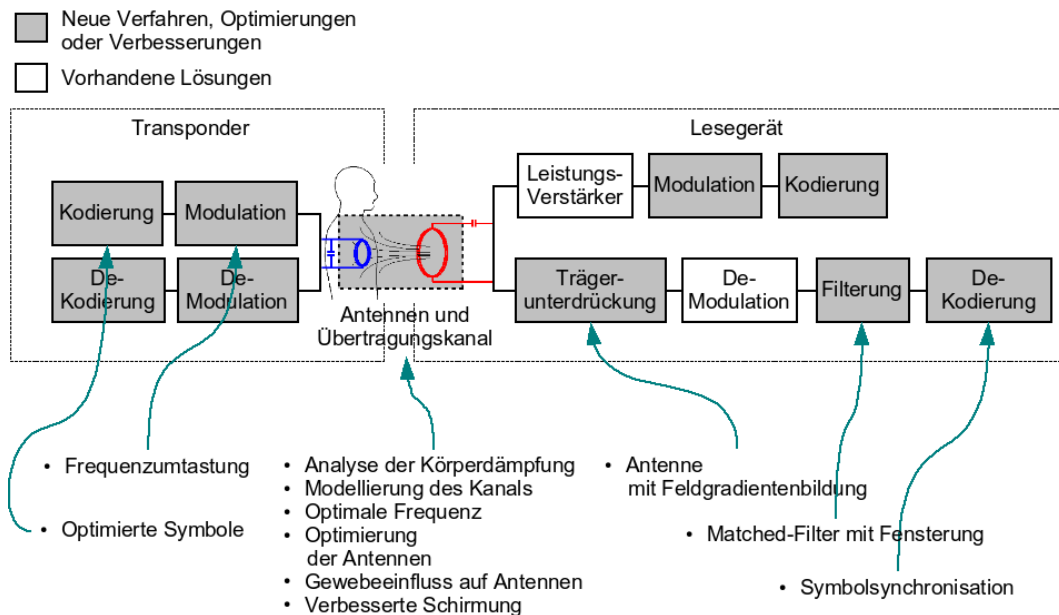


Abbildung 1: Ansätze für Verbesserungen

Zunächst wird der Einfluss des menschlichen Körpers auf die Energieübertragung zu einem passiven Transponder untersucht. Dabei wird eine Frequenz ermittelt, bei der die besten Ergebnisse zur Energiereichweite erzielt werden können. Mit Hilfe von mathematischen Modellen der verwendeten Antennen ist eine Optimierung der Designparameter möglich, so dass ein Sensortransponder mit ausreichend Energie versorgt werden kann. Mit einem speziellen

Schirm können unerwünschte elektrische Felder vermieden und somit Verluste verringert sowie eine unnötige Belastung des Patienten vermieden werden.

Ein einschränkender Faktor bei bisherigen Systemen ist häufig die geringe Lesereichweite. Dabei kann das Datensignal des Transponders im Empfänger nicht mehr rekonstruiert werden, auch wenn die Energiereichweite noch nicht ausgeschöpft ist. In dieser Arbeit wurden Ursachen analysiert und Verbesserungsmöglichkeiten diskutiert. Eine sogenannte Antenne mit Feldgradientenmethode und ein neues Übertragungsverfahren lösen dieses Problem. Die "Frequenz-Konversion" genannte Methode verwendet die im Antennenschwingkreis gespeicherte Energie, um ein Signal auf einer separaten Frequenz zu erzeugen. Durch die Vorteile dieser Methode ist es schließlich möglich, die Lesereichweite bis zur Energiereichweite zu erweitern.

Zur Verbesserung der Signalverarbeitung im Lesegerät wurden einige neue Ansätze verfolgt. Fehler durch Signaloffsets, aufgrund von Störanteilen, konnten durch eine Fensterung verringert werden. Dadurch wurden beispielsweise die Ergebnisse mit einem Matched-Filter verbessert. Für die Synchronisation des Empfängers auf die Symbolfolge wurde ein neuartiger Mechanismus entwickelt. Dieser nutzt die Tatsache aus, dass der Träger im Empfänger - dem Lesegerät - erzeugt wird. Dadurch ist eine verbesserte Synchronisation möglich, die mit herkömmlichen Mechanismen aufwendiger und störanfälliger wäre.

	Herkömmliche Technik	System mit neuem Verfahren
Reichweite	10 cm	45 cm

Messungen anhand einer praktischen Realisierung haben eine Energiereichweite von ca. 42,3 cm und eine Lesereichweite von 45 cm nachgewiesen. Die Reichweite konnte somit im Vergleich zu existierenden Systemen etwa um den Faktor vier verbessert werden.

Ausblick

Die in dieser Arbeit entstandenen Verfahren, Techniken und gewonnenen Erkenntnisse haben die Einsatzmöglichkeiten von Sensortranspondern erweitert. Es ist nun möglich, ein tief implantierbares Sensortransponder-System zu realisieren.

Im Rahmen eines Projektes soll ein Sensortransponder-System für die beschriebene Anwendung realisiert werden. Die transponderseitig entwickelten

Schaltungen werden dabei in einen Mikrochip integriert.

Das entwickelte Übertragungsverfahren soll auch für andere Anwendungen eingesetzt werden. Beispielsweise in der Bautechnik sind passive Sensortransponder mit hoher Reichweite von Interesse. Einbetoniert in Wänden können solche Sensortransponder Feuchtigkeit messen und so eine Wartung des Gebäudes erleichtern.

Schlagwörter

Sensortransponder, hohe Reichweite, tief implantierbar, Gewebedämpfung, Optimierung Antennen, Trägerunterdrückung, Modulationsverfahren

Inhaltsverzeichnis

1	Einführung	1
1.1	Motivation	1
1.1.1	Sensortransponder in der Medizin	1
1.2	Problemstellung	3
1.3	Sensortransponder-Technologie heute	4
2	Grundlagen Transpondertechnik	7
2.1	Funktionsprinzip eines Sensortransponder-Systems	7
2.1.1	Sensortransponder	7
2.1.2	Unterscheidungsmerkmale	7
2.2	Physikalische Grundlagen	9
2.2.1	Energieübertragung über ein magnetisches Wechselfeld	9
2.3	Nachrichtentechnische Grundlagen	12
2.3.1	Datenübertragung im magnetischen Feld	12
3	Stand der Technik und Zielsetzung	17
3.1	Technische Grenzen existierender Transpondertechnik	18
3.2	Dimensionen und Reichweiten	20
3.3	Datenübertragungsraten	21
3.4	Übertragungsbedingungen	23
3.5	Ziele im Vergleich zu existierenden Systemen	24
4	Energieversorgung eines tief implantierten Sensortransponders	25
4.1	Vorüberlegungen	25
4.1.1	Frequenzen und Antennen	25

4.1.2	Normen und Vorschriften zur Emittierung elektromagnetischer Felder	26
4.2	Analyse des Körpereinflusses	28
4.2.1	Charakterisierung des menschlichen Gewebes	31
4.2.2	Numerische Bestimmung der Dämpfung	34
4.3	Modellierung der verwendeten Antennenspulen	37
4.3.1	Analytische Betrachtung zur Optimierung	38
4.3.2	Mögliche Bauformen für felderzeugende Antennenspulen	42
4.3.3	Eigenschaften von Antennenspulen zur Felderzeugung	42
4.3.4	Parasitäre Einflüsse durch den menschlichen Körper . . .	47
4.3.5	Mögliche Bauformen von Antennenspulen für implantierbare Transponder	49
4.3.6	Modellierung implantierter Transponderantennen	50
4.3.7	Einfluss der Verkapselung und des menschlichen Gewebes	56
4.4	Optimierung mit Hilfe gewonnener Erkenntnisse	61
4.4.1	Optimale Dimensionierung der Antennen	62
4.4.2	Optimale Frequenz	65
4.4.3	Verbesserte Schirmung parasitärer elektrischer Felder	67
4.5	Messtechnische Bewertung	70
4.5.1	Messung der Energiereichweite	70
4.6	Zusammenfassung	71
5	Datenübertragungsverfahren für hohe Reichweiten	73
5.1	Anforderungen und Vorüberlegungen	73
5.1.1	Einschränkungen durch die Energieübertragung	74
5.2	Untersuchung des Übertragungskanals	74
5.2.1	Herleitung eines Kanalmodells	74
5.2.2	Kanaleigenschaften	77
5.2.3	Signalverzerrungen und Störungen	79
5.2.4	Rauschquellen	82
5.3	Analyse der Kanaleigenschaften bei Lastmodulation	87

5.3.1	Bestimmung der Signal-zu-Rausch und Signal-zu-Träger- verhältnisse	88
5.3.2	Störungen durch Synchronisationsfehler	90
5.3.3	Erkenntnisse	92
5.4	Verbesserungsansätze für Datenübertragung	92
5.4.1	Träger- und Rauschunterdrückung	92
5.4.2	Modulationsverfahren	103
5.4.3	Signalfilterung und -aufbereitung	120
5.4.4	Fehlerschutzkodierung	133
5.5	Zusammenfassung	135
6	Auswahl von Konzepten und technische Umsetzung	137
6.1	Energieübertragung	137
6.1.1	Felderzeugung	137
6.2	Datenübertragung	138
6.2.1	Gesamtkonzept des Übertragungssystems	138
6.2.2	Lesegeräteantenne	139
6.2.3	Transponder Frontend	143
6.2.4	Analoge Vorverarbeitung	144
6.2.5	Digitale Signalverarbeitung	145
6.3	Protokollentwurf	146
6.3.1	Vorgaben	146
6.3.2	Ablaufsteuerung	148
7	Messtechnische Bewertung anhand eines Demonstrators	149
7.1	Aufbau eines Demonstrators	149
7.1.1	Transponder	150
7.1.2	Lesegerät	150
7.2	Messtechnische Verifizierung	151
7.2.1	Transponder	151
7.2.2	Lesegerät	152
7.2.3	Lesereichweite	155
A	Anhang	157

Abkürzungen und Formelzeichen

ADC	Analogue-Digital Converter
ADSS	Ateriales Drucksensorsystem
AFE	Analogue Front End
AM	Amplitudenmodulation
ASK	Amplitude Shift Keying
BER	Bit Error Rate
CRC	Cyclic Redundancy Check
DSP	Digitaler Signalprozessor
EEPROM	Electrical Erasable Programmable Read Only Memory
ESB	Einseitenbandmodulation
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FDTD	Finite Differences Time Domain
FDX	Full-Duplex
FFT	Fast Fourier Transformation
FIR	Finite Impulse Response
FM	Frequenzmodulation
HDX	Half-Duplex
HF	High Frequenzy
ID	Identifikation
IODS	Intraokulares Drucksensorsystem
ISM	Industrial Scientific and Medical
LF	Low Frequency
LO	Local Oszillator
LSB	Last Signifikand Bit

MF	Matched Filter
MLH	Maximum Likely Hood
MRT	Magnetresonanztomographie
RF	Radiofrequenz
RFID	Radio Frequenz Identifikation
SCR	Signal-zu-Trägerverhältnis
SDR	Software Defined Radio
SEQ	Sequentiell
SNI	Signal-to-Noise-Improvement
SNR	Signal-zu-Rauschverhältnis
SRD	Short Range Device
UHF	Ultra High Frequency
USB	Univeral Serial Bus
J	Stromdichte
σ	elektrische Leitfähigkeit
B	magnetische Feldstärke
ϕ	magnetischer Fluß
Ψ	Flussverkettung
N	Windungszahl
L	Induktivität
Q	Güte
M	Gegeninduktivität
E	elektrische Feldstärke
U	Spannung
I	Strom
f	Frequenz
ω	Kreisfrequenz = $2\pi f$
τ	Zeitkonstante
μ	Permeabilität
ε	Permittivität
Z	Komplexe Impedanz
R	Reeller elektrischer Widerstand
X	Imaginärteil einer Impedanz

C	Kapazität
D	Durchmesser einer Zylinderspule
r	Radius einer Spulenfläche
z	Abstand auf der Spulenachse zur Spulenmitte
z_0	Abstand Transponderspule Lesegerätesspule
P	Wirkleistung
T	Temperatur

Kapitel 1

Einführung

1.1 Motivation

Der Einsatz von passiven Sensortransponder-Systemen in der Medizin eröffnet viele neue Therapiemöglichkeiten. Beispielsweise könnte die Therapie von Herz-Kreislaufkrankungen durch tief implantierte Sensortransponder verbessert werden. Eine wesentliche Anforderung an ein solches System ist dabei eine hohe Reichweite bei gleichzeitig geringen Antennenabmessungen. Bisher gibt es keine Systeme, die den notwendigen Anforderungen gerecht werden.

1.1.1 Sensortransponder in der Medizin

Ein implantierbarer Sensortransponder besteht aus einer Antenne und einem Mikrochip, auf dem Sensorik untergebracht werden kann. Dabei wird die Transponder-Technologie genutzt und durch zusätzliche Sensorik erweitert. Beispielsweise könnte ein tief im menschlichen Körper implantierter Sensor-Transponder Parameter des Herz-Kreislaufsystems überwachen und an ein Lesegerät senden. Da ein solches Implantat lange im Körper verbleibt, sind insbesondere passive Transponder, die ohne Batterie arbeiten, von Interesse. Mit Hilfe dieses Systems könnten kontinuierlich Messdaten gewonnen werden, was sonst nicht möglich wäre. Dadurch können Therapien von Herz-Kreislaufkrankungen optimiert werden.

Therapie von Erkrankungen des Herz-Kreislaufsystems

Medizinische Studien [1][2] haben gezeigt, dass die Behandlung von Erkranken-

kungen des Herz-Kreislaufsystems durch eine kontinuierliche Überwachung von Parametern, wie z.B. Blutdruck und Temperatur, wesentlich verbessert werden kann. Derzeit ist nur eine Therapie mittels starrer medikamentöser Behandlung möglich. Die dabei verabreichten Dosen können jedoch nicht schnell an einen veränderten Bedarf angepasst werden. Dies führt letztlich zu einer Verschlechterung der Lebensqualität. Durch eine kontinuierliche Überwachung des Kreislaufsystems könnte die verabreichte Dosis optimiert werden. Ein implantierter Sensortransponder kann diese Therapie wesentlich verbessern. Er könnte an verschiedenen Stellen im Körper implantiert werden und die Funktion des Kreislaufsystems überwachen. Die medikamentöse Therapie könnte somit optimiert werden. Eine Verbesserung der Lebensqualität solcher Patienten wäre dann möglich.

Durch die Miniaturisierung solcher Transponder wäre eine Implantation mittels Katheter durchführbar. Der hierfür notwendige minimalinvasive Eingriff bedeutet für den Patienten eine Entlastung im Vergleich zu einer offenen OP.

Werden durch ein Sensortransponder-System erst einmal Messdaten des erkrankten Patienten aufgenommen, können sie mit Hilfe eines telemedizinischen Systems zur Langzeitüberwachung weiter verwendet werden. Dabei werden die Messdaten über eine Internetverbindung direkt an ein Ärztezentrum weitergeleitet. Eine versuchsweise durchgeführte telemedizinische Betreuung solcher Patienten [1] hat gezeigt, dass diese Patienten im Vergleich zu entsprechenden Kontrollpatienten seltener stationär aufgenommen werden mussten. Dies führte letztlich zu einer geringeren Sterberate.

Herzinsuffizienz

Die Herzinsuffizienz ist eine Erkrankung, bei der entweder die Pumpfunktion (systolische Herzinsuffizienz bzw. Herzmuskelschwäche) eingeschränkt ist oder die Füllung des Herzens beeinträchtigt ist (diastolische Herzinsuffizienz). Die Folgen für den Patienten sind zunächst Beschwerden bei körperlicher Arbeit, Luftnot, Erschöpfung und Herzrhythmusstörungen.

Beide Formen der Herzinsuffizienz führen zu einem veränderten Druckverlauf in den Herzkammern. Anhand der Anstiegszeit des Drucks können Rückschlüsse auf den Zustand des Herzens geschlossen werden. Ein Sensortranspon-

der mit integriertem Drucksensor könnte den Druckverlauf messen und an ein Lesegerät außerhalb des Körpers senden. Dabei ist ein System mit hoher Reichweite durch menschliches Gewebe bei gleichzeitig geringen Antennenabmessungen sowie einer ausreichenden Datenrate unabdingbar. Erst dann können diese und andere Anwendungen von der Sensortransponder-Technologie erschlossen werden.

1.2 Problemstellung

Durch die Erweiterung der Transpondertechnik mit Sensorik haben sich viele neue Anwendungsmöglichkeiten eröffnet. Jedoch ist die Transpondertechnik hauptsächlich für Identifikationsaufgaben entwickelt worden und daher für die hier beschriebenen Anwendungen nicht optimal. Derzeit existieren daher keine Sensortransponder-Systeme, die die notwendigen Reichweiten bei gleichzeitig geringen Antennengrößen ermöglichen. Damit ein Sensortransponder mittels Katheter minimalinvasiv implantiert werden kann, dürfen die Abmessungen der Antenne etwa 2 mm x 10 mm nicht überschreiten. Da Patienten mit solchen Erkrankungen meist korpulent sind, müssen Distanzen von bis zu einem halben Meter im menschlichen Körper überwunden werden. Der im Vergleich zu einem reinen ID-Transponder signifikant höhere Strombedarf, hohe Reichweiten bei gleichzeitig geringen Antennenabmessungen, führen die Transpondertechnik an systembedingte Grenzen.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit der Analyse und Optimierung der Energie- und Datenübertragung für ein solches Sensortransponder-System. Dies beinhaltet die Untersuchung des Übertragungskanals und Entwicklung neuer Übertragungsprinzipien. Dabei wird der Einfluss des menschlichen Gewebes auf die Energieübertragung zum passiven Transponder betrachtet. Weiter findet eine Optimierung der Antennen für solche Systeme statt. Es werden die Antenneneigenschaften untersucht, insbesondere im Hinblick auf den Einfluss der Verkapselung und des menschlichen Gewebes. Aus der Transpondertechnik bekannte Datenübertragungsprinzipien werden auf Ihre Eignung überprüft. Es wird ein neuartiges Übertragungsverfahren beschrieben, welches die Übertragung der Messdaten über die geforderte Distanz bei einem passiven Betrieb des Transponders ermöglicht.

1.3 Sensortransponder-Technologie heute

Die Erweiterung der Transpondertechnik durch eine Sensorfunktionalität ist technisch einfach. Es können Anwendungsmöglichkeiten geschaffen werden und dabei kann vorhandene Technik weiterverwendet werden. Am Fraunhofer IMS in Duisburg wurden in der Vergangenheit bereits Sensor-Transponder für medizinische Anwendungen entwickelt. Dazu zählen ein intravasculares und ein intraokulares Drucksensorsystem. Diese beiden Systeme stehen repräsentativ für aktuelle Entwicklungen und werden daher im Folgenden kurz beschrieben:

Das **intravaskuläre** Drucksensorsystem besteht aus einem Sensor-Transponder, der im arterialen System eingebracht werden kann, um dort den Blutdruck zu messen [3]. Abbildung 1.1 zeigt eine Aufnahme eines solchen verkapselten Transponders. Zu erkennen sind die Antennenspule und der Mikrochip.

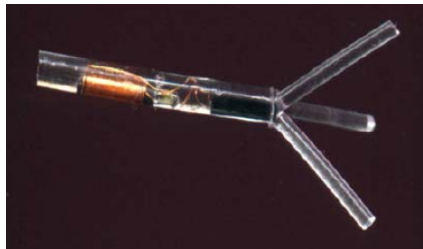


Abbildung 1.1: Transponder-Kapsel zur drahtlosen Blutdruck-Überwachung (Quelle:Fraunhofer IMS)

Die Silikonverkapselung besitzt an einem Ende Stengel, die eine mechanische Arretierung an einer Arterien-Verzweigung ermöglichen. Die Größe beträgt etwa 2,7 mm x 20 mm.

Das **intraokuläre** Drucksensorsystem ist zur Therapie des Glaukoms entwickelt worden [4]. Bei Glaukom-Patienten ist die Messung des Augeninnendrucks äußerst wichtig. Der entwickelte Sensortransponder befindet sich dabei in einer künstlichen Linse. Abbildung 1.2 zeigt eine Übersicht des Systems. Das in der Brille integrierte Lesegerät versorgt den passiven Transponder über ein magnetisches Wechselfeld mit Energie. Die Antennen sind in Form von Luftspulen aufgebaut. Die Transponderantenne hat einen Durchmesser von etwa 10 mm. Die Reichweite beträgt etwa 2,5 cm.

Die bisher existierenden Systeme haben nur geringe Reichweiten und sind aufgrund der Abmessungen der Antennen nicht mittels Katheter implantier-

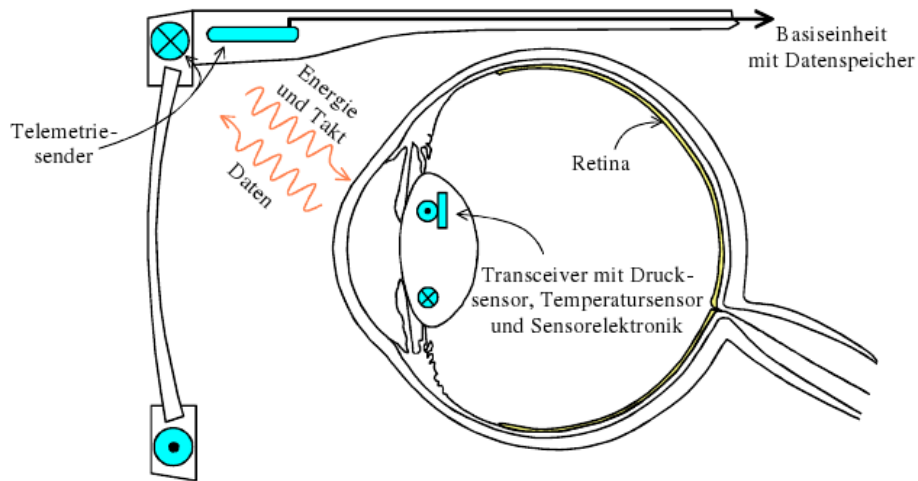


Abbildung 1.2: System zur Messung des Augeninnendrucks (Quelle: Fraunhofer IMS)

bar. Für die in dieser Arbeit beschriebene Anwendung ist daher eine deutliche Verbesserung des Übertragungsprinzips notwendig. Mit dem derzeitigen Stand der Technik ist ein Sensortransponder-System für die hier beschriebenen Anforderungen nicht realisierbar. Eine detaillierte Betrachtung dazu findet in Kapitel 3 statt. In dieser Arbeit werden Untersuchungen durchgeführt und neue Prinzipien entwickelt, die ein solches Sensortransponder-System möglich machen und damit den Stand der Technik erweitern.

Kapitel 2

Grundlagen Transpondertechnik

2.1 Funktionsprinzip eines Sensortransponder-Systems

2.1.1 Sensortransponder

Sensortransponder stellen eine Art Erweiterung eines RFID-Transponders dar. Dabei wird ein Sensor in den Transponder integriert, der Messdaten, wie z.B. Druck, Temperatur oder Feuchtigkeit, aufnehmen kann. Dadurch ist es möglich, Messwerte an Orten aufzunehmen, die nur schwer zugänglich sind oder wo keine bedrahteten Sensoren einsetzbar wären. Dies ist z.B. bei der Messung von Temperatur und Feuchtigkeit in Betonwänden und Dachkonstruktionen von Gebäuden der Fall. Aber auch in der Medizin, wenn Druck und Temperatur im Innern des Körpers zur Therapie einer Herz-Kreislauferkrankung von Interesse sind.

Abbildung 2.1 zeigt die Komponenten eines Sensortransponder-Systems für den Einsatz in der Medizin. Es besteht aus einem Lesegerät, welches ein magnetisches Wechselfeld erzeugt und einem Sensortransponder, der im menschlichen Körper implantiert ist.

2.1.2 Unterscheidungsmerkmale

Es existieren zur Zeit etliche unterschiedliche Transponder-Systeme, die sich z.B. in Frequenz, Übertragungsart und Protokoll unterscheiden. Abhängig von

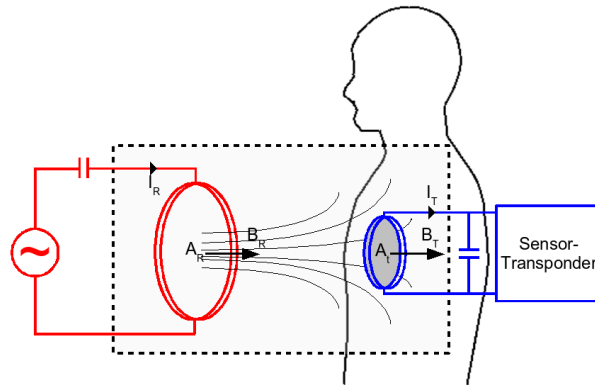


Abbildung 2.1: Modell eines Sensortransponder-Systems

der Anwendung eines Transponder-Systems und von der Umgebung in der es zum Einsatz kommt, können verschiedene Merkmale günstig sein. Abbildung 2.2 zeigt eine grafische Übersicht der wichtigsten Merkmale.

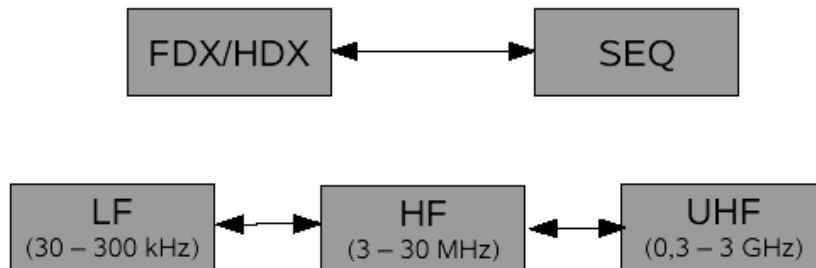


Abbildung 2.2: Unterscheidungsmerkmale von Transponder-Systemen

Die sogenannten Mikrowellen-Systeme (UHF) arbeiten mit hohen Frequenzen (ca. 866 MHz, 2,45 GHz oder 5,6 GHz), bei denen sich in Reichweite des Transponders bereits eine elektromagnetische Welle ausbildet. Dies ist der Fall, wenn der Abstand zwischen Sender und Empfänger größer ist als die Wellenlänge. Im Nahbereich, also unterhalb einer Wellenlänge, arbeitet man mit rein induktiven oder kapazitiven Systemen. Hier werden üblicherweise Frequenzen von 133,3 kHz (LF) bzw. 13,56 MHz (HF) verwendet. Da kapazitive Systeme nur bei geringen Reichweiten arbeiten, haben sie eine geringere Bedeutung. Darüber hinaus existieren auch Transponder, die als "aktive" Transponder bezeichnet werden. Sie verfügen über eine lokale Batterie. Wenn kein Feld eines Lesegerätes in der Nähe ist, befindet sich der Transponder in einem

inaktiven Zustand. Es wird keine Energie aus der Batterie entnommen. Hält man den Transponder in das Feld eines Lesegerätes, so “wacht” er auf und sendet aktiv mit Hilfe der Batterie Daten zurück.

Weiter kann die Betriebsart unterschieden werden: Vollduplex- bzw. Halbduplex- und sequentielle Verfahren. Bei Voll- und Halbduplex-Verfahren werden die Daten des Transponders empfangen, während das Versorgungsfeld aktiv ist. Sequentielle Transponder hingegen warten bis das Feld abgeschaltet wird und senden dann mit der vorher gespeicherten Energie ihre Daten an die Lesestation. Diese Technik benötigt jedoch Platz für einen entsprechend großen Speicherkondensator.

Einige Anwendungen machen es erforderlich, dass nicht nur von den Transpondern gelesen werden kann, sondern auch ein Schreibzugriff möglich ist. Dabei gibt es zwei Möglichkeiten: Das zeitgleiche Übertragen von Daten in beide Richtungen (Vollduplex) und das Übertragen von Daten nacheinander (Halbduplex).

Ein weiteres Kriterium ist die Modulationsart, die bei der Übertragung der Daten verwendet wird. Es können Lastmodulation mit und ohne Hilfsträger unterschieden werden. Bei der Lastmodulation, auch Amplitude Shift Keying (ASK) genannt, wird die Amplitude des Feldes verändert.

2.2 Physikalische Grundlagen

Im folgenden Kapitel wird auf die physikalischen Prinzipien eingegangen, die angewandt werden, um Energie zu einem Transponder zu übertragen und Daten vom Transponder zu empfangen. Da diese Arbeit schwerpunktmäßig induktive Transponder-Systeme behandelt, soll dieses Kapitel eine Einführung in deren Grundlagen darstellen.

2.2.1 Energieübertragung über ein magnetisches Wechselfeld

Für die folgenden Betrachtungen wird das Transponder-System vereinfacht. Es besteht aus einem Sender und einem Empfänger für magnetische Wechselfelder. Der Sender ist Teil des Lesegerätes und besteht aus einem Signalgenerator und

einer Sendeantenne, im Folgenden Lesegerätspule genannt. Der Empfänger ist der Transponder. Er besitzt eine Empfangsantenne, im Folgenden Transponderspule genannt. Da der Abstand zwischen Transponder und Lesegerät viel kleiner ist als die Wellenlänge der verwendeten Frequenzen, spricht man vom Nahfeld. Das bedeutet, dass dort die elektrischen und die magnetischen Feldkomponenten getrennt betrachtet werden können.

Als “magnetische Antennen” werden sogenannte kurze Zylinderspulen verwendet. Hier ist der Radius größer als die Ausdehnung d in Richtung der Spulenachse z (vgl. Abbildung 2.3).

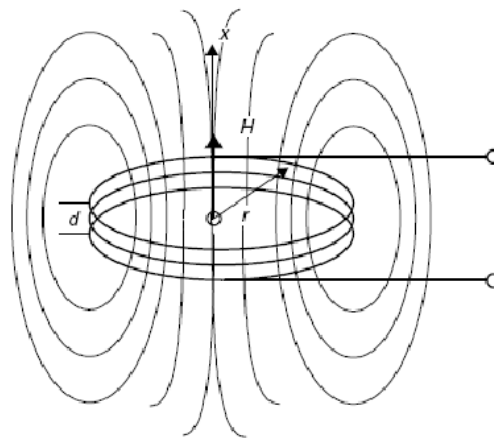


Abbildung 2.3: Kurze Zylinderspule [5]

Ein stromdurchflossener Leiter erzeugt ein Magnetfeld. Die magnetische Feldstärke im Raum um den Leiter ergibt sich aus der Stromstärke und dem Abstand zum Leiter. Legt man nun den Leiter in Form mehrerer Schleifen zu einer Spule zusammen, so überlagern sich die Feldlinien in der Mitte der Spule. Betrachtet man nun die magnetische Feldstärke auf der Spulenachse, so stellt man fest, dass sie mit dem Abstand z zur Spule abnimmt. Solange der Abstand kleiner ist als der Radius der Spule, nimmt die Feldstärke nur leicht ab, während bei Abständen größer als der Radius, diese mit ca. 60 dB pro Dekade abnimmt. Die Abnahme ist damit deutlich größer als bei einem Übertragungssystem, welches im Fernfeld arbeitet.

In Abbildung 2.4 sind Feldstärkeverläufe von Spulen mit unterschiedlichen Durchmessern zum Vergleich dargestellt. Dabei ist die Amplitude der Feldstärke an einem Messpunkt abhängig vom Abstand zur Spule aufgetragen, die mit

einem Strom konstanter Amplitude durchflossen wird. Wie zu erkennen, ist die Feldstärke bei geringen Abständen, z.B. direkt in der Spulenmitte, bei einer Spule mit kleinem Radius höher als bei einer vergleichbaren Spule mit größerem Radius, während bei größeren Abständen die Spule mit dem größeren Radius die höhere Feldstärke erzeugt. Daraus lässt sich ableiten, dass die Wahl des Spulenradius wesentlichen Einfluss auf die zu erwartenden Reichwei-

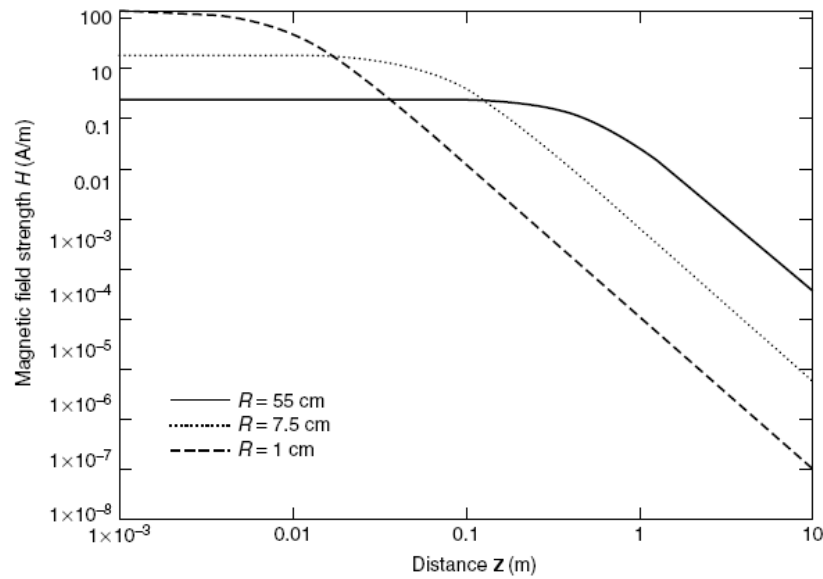


Abbildung 2.4: Feldstärke entlang der z-Achse kurzer Zylinderspulen [5]

ten zwischen Lesegerät und Transponder hat.

Als Nächstes wird das System aus Lesegeräte- und Transponderspule betrachtet. Die Sendespule erzeugt einen magnetischen Fluss. Die sogenannte Induktivität gibt das Verhältnis zwischen diesem Fluss und dem Strom in der Spule an, wobei sich der erzeugte Gesamtfluss aus dem Fluss einer einzelnen Leiterschleife, multipliziert mit der Windungszahl ergibt. Betrachtet man nun zwei in gleicher Umgebung befindliche Spulen, so tritt ein Teil des magnetischen Flusses der Sendespule durch die Querschnittsfläche der Transponderspule (vgl. Abbildung 2.5). Die Ströme in beiden Spulen sind nun über einen Teilfluss miteinander gekoppelt.

Die Gegeninduktivität gibt das Verhältnis zwischen von Transponderspule erfasstem Fluss und Strom in der Lesegerätespule an:

$$M = \frac{N_R N_T \cdot \phi_T}{I_R}$$

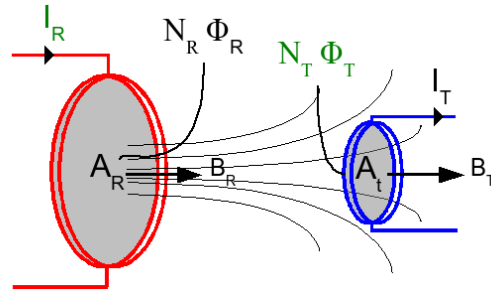


Abbildung 2.5: Gegeninduktivität zwischen Sende- und Transponderspule

Um nun Energie zu übertragen, muss in der Transponderspule eine Spannung induziert werden. Ändert man den magnetischen Fluss nun zeitlich, z.B. sinusförmig, so hat dies eine Spannungsinduktion an der Transponderspule zur Folge:

$$u_i = -\frac{d}{dt}N \cdot \phi(t)$$

Die nun induzierte Spannung wird zur Versorgung des Mikrochips im Transponder verwendet. Um die Wirkung zu verbessern, wird ein Kondensator parallel geschaltet, der zusammen mit der Transponderspule einen Schwingkreis bildet.

Je nach geforderter Reichweite und Energiebedarf des Transponders muss ein ausreichend starkes magnetisches Wechselfeld erzeugt werden. In der Transponder-Technik wird dazu der Begriff der **Energereichweite** verwendet. Diese gibt den maximal möglichen Abstand zwischen Antenne und Transponder an, bei dem dieser noch mit ausreichend Energie versorgt wird. Um eine möglichst hohe Effektivität zu erzielen ist es sinnvoll, die Güte der Sendespule hoch zu wählen. Dadurch werden die Verluste an ohmschen Anteilen gering.

2.3 Nachrichtentechnische Grundlagen

2.3.1 Datenübertragung im magnetischen Feld

In der Transpondertechnik werden die Daten mit Hilfe der sogenannten Lastmodulation übertragen. Im Folgenden werden die physikalischen Zusammenhänge dieser Lastmodulation näher beschrieben.

Eine Stromänderung in der Transponderspule hat eine Änderung des magnetischen Flusses, der durch die Spulenquerschnittsfläche geht, zur Folge. Dies lässt sich ebenfalls mit dem Induktionsgesetz zeigen. Die Änderung des Stromes kann nun von dem Mikrochip im Transponder durch Zuschalten eines parallelen Widerstandes erfolgen. Die auf diese Weise erzeugte Flussänderung kann in der Lesegerätspule in Form einer Spannungsänderung detektiert werden. Abbildung 2.6 zeigt die erweiterte Anordnung.

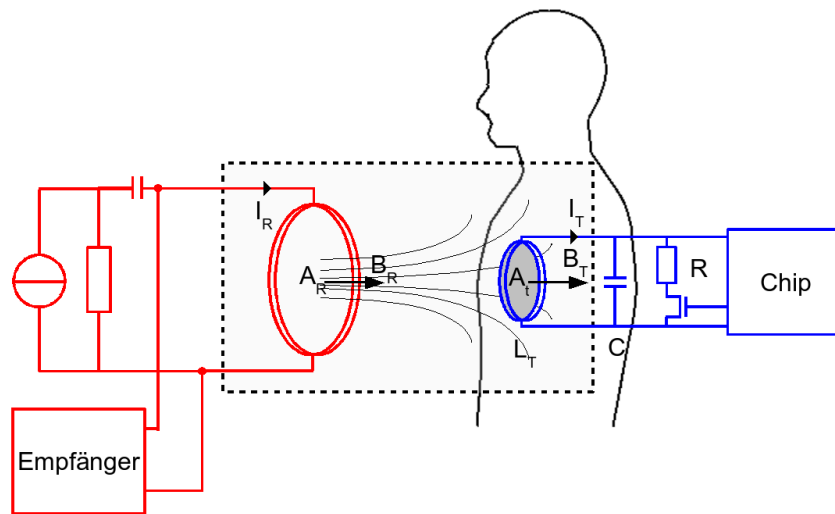


Abbildung 2.6: Anordnung mit zuschaltbarem Widerstand zur Modulation

Schaltet man nun den Lastwiderstand R periodisch zu und ab mit einer Frequenz, die viel kleiner ist als die Sendefrequenz, so erhält man an der Lesespule das Sendesignal mit entsprechend variiert Amplitude. In diesem Fall spricht man von einer ASK- (Amplitude-shift-Keying) Modulation. Dieses Signal lässt sich folgendermaßen beschreiben:

$$m(t) = (A - d(t)) \cdot \cos(\omega_0 t)$$

wobei $d(t)$ das sogenannte Basisbandsignal, d.h. das Modulationssignal des Transponders, A die empfangene Amplitude des Trägers und $\omega_0/2\pi$ die Trägerfrequenz ist. Die Amplitude des Datensignals ergibt sich aus dem Übertragungsverhältnis, welches sich durch das Verhältnis der Windungszahlen $\frac{N_R}{N_T}$ und der magnetischen Kopplung zwischen den Spulen ergibt. Es entsteht ein in Abbildung 2.7 prinzipiell dargestelltes Spektrum. Es besteht aus dem Trägersignal, welches durch das Lesegerät erzeugt wird und zwei Seitenbändern,

welche durch die Lastmodulation des Transponders verursacht werden. Die Seitenbänder sind spiegelsymmetrisch um den Träger angeordnet. Ein Seitenband enthält dabei die Frequenzkomponenten des Datensignals. Wenn man das Datensignal vereinfacht als periodisches Rechtecksignal darstellt, so erhält man nach der Fourierreihenentwicklung Komponenten bei allen ungeradzahli- gen Vielfachen der Rechteckfrequenz.

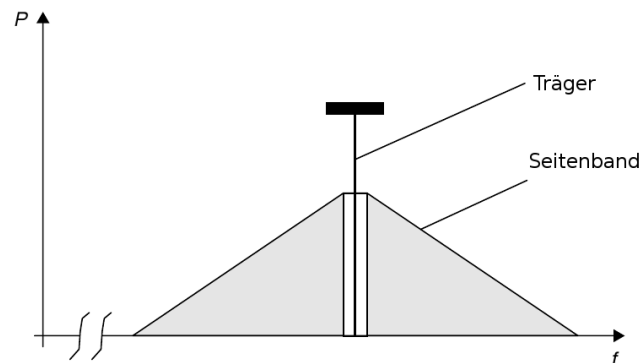


Abbildung 2.7: Moduliertes Trägersignal im Frequenzbereich [5]

Die Kopplung zur Transponderspule ist in der Regel sehr klein, so dass die erzeugbaren Spannungsänderungen an der Lesegerätespule im Verhältnis zur Trägeramplitude extrem gering sind. Daraus ergeben sich einige Einschränkungen für das Auslesen eines Transponders: Der Dynamikbereich des Empfängers muss die Trägeramplitude umfassen, jedoch empfindlich genug sein, das geringe Transpondersignal zu empfangen.

Ein weiteres Problem ist die Bandbreite des Übertragungskanal. Zur optimalen Übertragung von Energie sollte der Parallelschwingkreis aus Sendean- tenne und einer Kapazität eine hohe Güte aufweisen. Diese lässt sich aus dem Verhältnis Mittenfrequenz zu -3 dB Bandbreite bestimmen. Die Bandbreite des Übertragungssystems wird also durch die Güte der Sendeanordnung einge- schränkt. Zur Übertragung von Daten wird jedoch Bandbreite benötigt. Diese Problematik wird in der Transpondertechnik auch als “Güte-Bandbreite- Problem” bezeichnet [44].

Als **Lesereichweite** wird in Transponder-Systemen der Abstand definiert, bei dem ein Transponder noch gelesen werden kann. Die Lesereichweite ist geringer als die Energiereichweite. In vielen Transponder-Systemen beträgt sie gerade mal die Hälfte der Energiereichweite.

Das Datensignal wird vor der Übertragung an die Eigenschaften des Kanals angepasst. Dazu wird eine so genannte Kanalkodierung verwendet. Beispielsweise ist in einem induktiven Übertragungssystem ein Gleichanteil freies Sendesignal erforderlich. Des Weiteren kann eine Kanalkodierung die Rekonstruktion eines Taktsignals erleichtern. Häufig wird in Transponder-Systemen eine Manchesterkodierung angewandt. Diese einfache Kodierung ist aus vielen drahtlosen Übertragungstechniken, wie z.B. Infrarot-Datenübertragung, bekannt und wurde in die Transpondertechnik übernommen. Abbildung 2.8 verdeutlicht die Arbeitsweise dieses Codes. Eine logische “1” wird durch eine

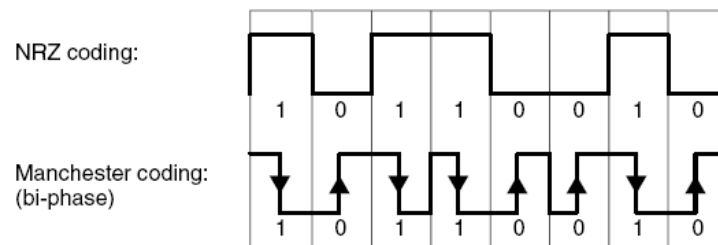


Abbildung 2.8: Manchesterkodierung

fallende und eine “0” durch eine steigende Flanke repräsentiert. Ein manchesterkodiertes Datensignal besitzt keinen Gleichanteil.

Kapitel 3

Stand der Technik und Zielsetzung

Bei der Entwicklung der Transpondertechnik standen Einfachheit und Kosteneffizienz im Vordergrund. Dabei wurden Kompromisse, wie das Güte-Bandbreite-Problem eingegangen. Die Lastmodulation beispielsweise ist eine einfache Übertragungstechnik, die den Einsatz herkömmlicher Empfangsstrukturen ermöglicht. Jedoch ist diese Technik wenig geeignet für Transponder mit höherem Strombedarf, da in diesem Fall der Modulationshub stark abnimmt. Sequentielle Verfahren sind nicht einsetzbar, da die Größe des Transponders stark beschränkt ist und daher kein Platz für einen entsprechenden Pufferkondensator vorhanden wäre.

Die Dimensionen eines implantierbaren Transponders sollten nur einige Millimeter betragen, andernfalls ist eine Implantation mittels Katheter nicht möglich. Die dem Transponder zur Verfügung stehende Energie hängt unter anderem von der Größe der Antennenspule ab. Verluste bei der Übertragung von Energie durch den menschlichen Körper führen zu einer Verringerung der zur Verfügung stehenden Energie am Ort des Transponders. Sensortransponder benötigen im Vergleich zu einfachen ID-Transpondern wesentlich mehr Energie. Diese Tatsachen schränken die Reichweite eines Sensortransponder-Systems ein. Die Reichweite würde daher unter dem Einsatz von Transpondertechnik nur wenige Zentimeter betragen. In der hier gezeigten Anwendung können jedoch Abstände von etwa bis zu einem halben Meter auftreten, insbesondere bei sehr korpulenten Patienten. Damit eine Diagnose mittels der

vom Sensor erfassten Messgrößen möglich ist, müssen die Messdaten in ausreichender Amplituden- und Zeitauflösung erfasst und zum Lesegerät übertragen werden.

Die in diesem Kapitel aufgezeigten Anforderungen stehen repräsentativ für Sensortransponder-Systeme, die zukünftig im menschlichen Körper eingesetzt werden könnten. Es müssen also Wege gefunden werden, wie diese Anforderungen mit neuen Techniken erreicht werden können.

3.1 Technische Grenzen existierender Transpondertechnik

In diesem Kapitel sollen Grenzen von herkömmlichen Transponder-Systemen kurz erläutert werden. Eine umfassende Untersuchung der begrenzenden Faktoren für das hier beschriebene Sensortransponder-System wird im Verlaufe der Arbeit durchgeführt.

HF-Transponder-Systeme werden üblicherweise in Anwendungen mit geringer Reichweite (<30 cm) eingesetzt [5]. Beispielsweise als Ersatz für einen Barcode, der Daten über ein Produkt enthält. Der Transponder hat dabei jedoch oft die Größe einer Kreditkarte. Die Notwendigkeit, im HF-Bereich große Reichweiten mit sehr kleinen Antennen zu erzielen, war also bisher nicht unbedingt gegeben. Für die hier beschriebene Anwendung ist jedoch der HF-Bereich von besonderem Interesse. Da solche Systeme im Nahfeld-Bereich arbeiten, werden Antennen in Form von Spulen verwendet. Diese sind mit geringen geometrischen Abmessungen realisierbar. Weiter ist bei höheren Frequenzen eine starke Dämpfung des Körpergewebes zu erwarten.

Wie in Kapitel 2.2.1 beschrieben, nimmt die magnetische Feldstärke im Nahfeld schnell mit größer werdendem Abstand ab. Anders als im Fernfeld kann etwa eine $\frac{1}{r^3}$ -Abhängigkeit (mit r = Abstand) angenommen werden. Der Energiebedarf des Transponders führt daher direkt zu einer Limitierung der Reichweite [48]. Die magnetische Feldstärke kann durch eine Verbesserung der Antennen-Güte erhöht werden. Jedoch ist dies in herkömmlichen Transponder-Systemen aufgrund des bereits beschriebenen Güte-Bandbreite-Problems nur eingeschränkt möglich [47]. Eine Erhöhung der eingespeisten Wirkleistung wird zudem durch den Leistungsverstärker und die Spannungsfestigkeit der Ab-

stimmkondensatoren begrenzt. Bei der Energieversorgung des implantierten Sensortransponders über ein magnetisches Wechselfeld sind darüber hinaus gesetzliche Regelungen zur Emission von Feldern zu beachten. Außerdem existieren Richtwerte für die Wärmeleistung, die im menschlichen Körper aus medizinischer Sicht entstehen darf.

Die Lesereichweite wird zunächst einmal durch die Energiereichweite begrenzt. Hat der Transponder nicht mehr genügend Energie, so ist keine Funktion und damit keine Datenübertragung möglich. Jedoch könnte die Energiereichweite durch Herabsenken des Energiebedarfes der Transponderelektronik vergrößert werden. Mit größer werdender Energiereichweite sinkt die Empfangssignalstärke. Der einschränkende Faktor ist dann die Empfindlichkeit des Lesegerätes. In den meisten Transponder-Systemen ist die Lesereichweite geringer als die Energiereichweite. Insbesondere in Sensortransponder-Systemen ist diese gering, da dort der Modulationshub typischerweise kleiner ist. Der erhöhte Strombedarf, der im Vergleich zu einem reinen RFID-Transponder bis zu 20 mal so groß sein kann, verringert die Wirkung des Modulationswiderstandes. Da der Träger im Lesegerät erzeugt wird, entsteht im Empfänger ein ungünstiges Verhältnis zwischen Trägersignal und Modulationshub. Dies erschwert die Signalverarbeitung im Empfänger des Lesegerätes, da aktive Elemente, wie Mischer, den entsprechenden Dynamikbereich aufweisen müssten [26]. Häufig werden in Transponder-Lesegeräten daher Hüllkurvendemodulatoren aus Gleichrichterdiolen verwendet, welche weitere nachteilige Einflüsse auf das Empfangssignal aufweisen. Die Empfindlichkeit und damit die Lesereichweite des Empfängers wird letztlich verringert. Neben einem ungewollten Trägersignal erzeugt der Leistungsverstärker im Lesegerät ein hohes Rauschsignal, welches das Empfangssignal irreversibel überlagert [47]. Fällt das Signal-zu-Rauschverhältnis vor der Dekodierung unter einen bestimmten Wert, dann ist eine fehlerfreie Übertragung nicht mehr gewährleistet [47].

Um diese Problematik zu umgehen, könnte prinzipiell in Transpondersystemen das sequentielle Übertragungsverfahren (vgl. Kapitel 2) oder ein Verfahren mit separaten Antennen [45] angewendet werden. Jedoch haben auch diese Verfahren Nachteile, die den Einsatz in der hier beschriebenen Anwendung verhindern. Beispielsweise steht der Platz, den eine große Speicherkapazität oder eine separate Empfangsantenne benötigen würde, im Transponder hier nicht

zur Verfügung. Weiter hat die Erzeugung des Datensignals im Transponder bei diesen Verfahren einen niedrigen Wirkungsgrad.

3.2 Dimensionen und Reichweiten

Es sollen nur Antennenspulen verwendet werden, die durch einen Katheter passen. Übliche Katheter haben einen Innendurchmesser von etwa 2,7 mm. Aus der Implantationspraxis lässt sich sagen, dass ein Außenmaß von maximal 2,5 mm handhabbar ist. Abzüglich der Verkapselung bleibt für eine Antennenspule ein Durchmesser von etwa 2 mm. Die maximale Länge der Antennenspule kann mit 8 - 10 mm angegeben werden und wird durch mechanische Aspekte, wie die Führung des Katheters zum Implantationsort, bestimmt. Die Antennenspule kann dabei in Form eines Ferritstabes realisiert werden.

Wie bereits in Kapitel 2 beschrieben, hängt die Reichweite eines Transponder-Systems unter anderem wesentlich von den Größen der Antennen ab. Die induzierte Spannung ist proportional zur Fläche, die von den einzelnen Windungen eingeschlossen wird. Optimalerweise entspricht der Radius der Lesegeräteantenne dem Nennabstand [5]. Dies würde in dieser Anwendung bedeuten, dass die Antennenspule des Lesegerätes einen Durchmesser von etwa 1 m besäße. Dies ist jedoch für die Handhabung inakzeptabel. Ein Durchmesser von maximal 26 cm ist hier denkbar. Hinzu kommt die geringe Größe der Transponder-Antennenspule. Zum Vergleich: Bei einer einfachen RFID-Anwendung, z.B. mit einer Chipkarte, beträgt die Lesereichweite etwa 10 cm bei einer Antennenspulengröße des Transponders von etwa 8 cm x 5 cm.

Der Transponder soll direkt am Herzen implantiert werden. Daraus folgt, dass der Transponder synchron zur Frequenz des Herzschlages seine Lage ändert. Diese Lageänderung kann etwa $\pm 30^\circ$ betragen. Wie in Kapitel 2 beschrieben, hängt die Gegeninduktivität zweier Spulen, und damit auch die induzierbare Spannung, von der Orientierung der Spulen zueinander ab.

Eine der wichtigsten Anforderungen ist die Reichweite. Je nach Beschaffenheit des Patienten kann der Abstand zwischen Transponder und Lesegerät bis zu ca. 40 cm betragen. Ein Großteil der in Frage kommenden Patienten leidet unter Fettleibigkeit. Nur durch Erreichen dieser Reichweite erschließen sich die entsprechenden Therapiemöglichkeiten.

3.3 Datenübertragungsraten

Zur Optimierung der Therapie werden verschiedene Werte benötigt. Diese lassen sich anhand der Druckkurve während der Herzschläge ermitteln. Abbildung 3.1 zeigt den Druckverlauf während eines Herzschlages. Es ist daher wichtig, dem Arzt die Druckkurven kontinuierlich zwecks visueller Begutachtung in ausreichender Zeit- und Amplitudenauflösung darstellen zu können. Die Druckwerte müssen eine Auflösung von $\pm 1,3332 \text{ hPa}$ aufweisen. Der Wertebereich der Druckänderung kann mit 750 hPa bis 1150 hPa angegeben werden. Dies ergibt 300 Stufen. Als zeitliche Auflösung sind etwa 80 bis 100 Abtastwerte pro Sekunde erforderlich. Die verwendbare Auflösung wird jedoch durch negative Einflüsse, wie beispielsweise Rauschen der Wandler, reduziert. Es wird daher eine Auflösung von 1024 Stufen = 10 Bit verwendet, bei einer Abtastrate von $200 \frac{1}{s}$. Dies ergibt für die Druckwerte eine Datenrate von 2 kBit/s.

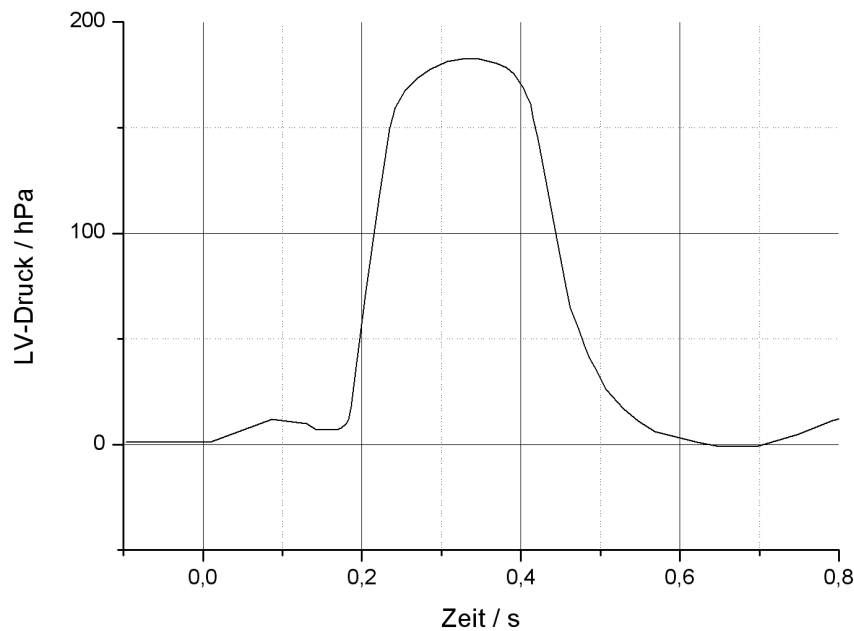


Abbildung 3.1: Prinzipieller Verlauf des Druckes im linken Vorhof

Weiter soll die Temperatur am Implantationsort ermittelt werden. Diese wird sowohl zu Diagnosezwecken als auch zur Korrektur der Druck-Messwerte benötigt, da die Drucksensoren typischerweise eine zusätzliche Temperaturabhängigkeit besitzen. Da die Temperatur im Innern des Körpers als relativ konstant angesehen werden kann (vgl. [6]), ist die Übertragung des Tempera-

turwertes nicht in der gleichen zeitlichen Häufigkeit notwendig, wie die Übertragung der Druckwerte. Eine Wiederholrate von einmal pro Sekunde ist daher völlig ausreichend.

Die Auflösung der Temperatur sollte $\pm 0,3^\circ\text{C}$ betragen, bei einem Messbereich von 34 Grad bis 43 Grad. Dies ergibt 30 Stufen. Unter Berücksichtigung von Ungenauigkeiten durch Rauscheinflüsse werden 256 Stufen gewählt. Für die Temperatur ergibt sich also eine zusätzliche Datenrate von 8 Bit/s.

Um eine einwandfreie Funktion des Transponders zu gewährleisten, ist es wichtig, die induzierte Spannung zu kontrollieren, da die Elektronik im Transponder eine stabile Versorgungsspannung benötigt. Es kann davon ausgegangen werden, dass sich der Abstand zwischen dem Lesegerät und dem Transponder nicht wesentlich ändert. Dieser Abstand wird durch den Körper des Patienten bestimmt. Unter dieser Annahme ist die Übertragung der Spannungswerte während einer Messung des Drucks zunächst nicht zwingend erforderlich. Während der Druckmessung ist dann lediglich eine Übertragung in größeren Abständen zur Kontrolle notwendig. Der Spannungswert soll etwa 10 Mal pro Sekunde übertragen werden. Eine Auflösung von 0,1 V bei einem Wertebereich von 1 V bis 10 V hat sich in der Praxis bewährt. Dies ergibt 90 Stufen. Das entspricht einer Auflösung von 8 Bit. Es müssen also zusätzlich 80 Bit/s übertragen werden. Es ist also insgesamt eine Nutzdatenrate von

$$\text{Druck} + \text{Temperatur} + \text{Spannung} = 2\text{kBit/s} + 8\text{Bit/s} + 80\text{Bit/s} = 2,088\text{kBit/s}$$

erforderlich. Es handelt sich dabei nur um die "Nutzdaten". Hinzu kommen der Protokollaufwand sowie Mehraufwand für Fehlerschutzkodierung. Berücksichtigt man einen wechselnden Mess- und Datenübertragungszyklus, so ist eine erhöhte Datenrate von etwa 10-15 kBit/s notwendig. Ein wechselnder Betrieb wird bei existierenden Sensortranspondern verwendet, da für einen gleichzeitigen Mess- und Übertragungsbetrieb häufig nicht genügend Energie zur Verfügung steht. Bei den genannten Werten handelt es sich um das Primärziel. Ein Datenreduktionsverfahren würde die zu übertragende Datenmenge auf schätzungsweise 10% reduzieren können. In dieser Arbeit soll diese Möglichkeit jedoch nicht ausgenutzt werden.

3.4 Übertragungsbedingungen

Der Transponder befindet sich tief im menschlichen Körper. Der menschliche Körper dämpft das Feld des Lesegerätes. Da die hohe Reichweite bereits eine anspruchsvolle Anforderung darstellt, sind die Verluste durch den menschlichen Körper von besonderem Interesse. Um die geforderte Reichweite zu erreichen, ist es von Interesse, die optimale Frequenz zur Übertragung der Energie zu finden. Dazu ist es notwendig, die Frequenzcharakteristik eines Systems aus Sendeantenne, einem realistischen Menschmodell und der Empfangsantenne zu untersuchen.

Das Implantat befindet sich im direkten Kontakt mit Körpergewebe und Blut. Entsprechende Auswirkungen auf die elektrischen Eigenschaften der Antennenspule müssen untersucht werden. Des Weiteren könnte die Verkapselung ebenfalls einen Einfluss haben. In der Implantationstechnik werden verschiedene Materialien verwendet, unter anderem Silikon und Glas.

Für die Datenübertragung sind Umgebungsstörungen zu berücksichtigen. Neben Umgebungsrauschen kann so genanntes “Man Made Noise” vorhanden sein. Dies wird durch elektrische Geräte, u.a. auch andere medizinische Geräte, verursacht. Diese Geräte senden elektromagnetische Störungen aus. Befinden sie sich in unmittelbarer Nähe, können sie die Übertragung des Transpondersystems stören. Es müssen Mechanismen entworfen werden, die eine sichere Datenübertragung ermöglichen.

Durch die zeitliche Lageänderung während eines Herzschlages verändern sich ebenfalls die Übertragungsbedingungen. Dies hat wiederum Schwankungen des Empfangssignals an der Lesegeräteantenne zur Folge.

Um die geforderte Energiereichweite mit den vorgegebenen Antennendimensionen zu erreichen, sind Antennen mit hohen Güten erforderlich. Dies schränkt jedoch die Bandbreite des Übertragungskanals ein (vgl. Kapitel 2.3.1). Die in den Anforderungen erwähnte Datenrate muss dabei sichergestellt werden.

Aufgrund der zu erwartenden geringen Kopplung zwischen den Antennen sind am Empfänger geringe Signal-zu-Trägerverhältnisse und schlechte Signal-zu-Rauschverhältnisse zu erwarten. Daher sind entsprechende Mechanismen zur Trägerunterdrückung, Filterung, Entzerrung und Dekodierung zu entwerfen.

3.5 Ziele im Vergleich zu existierenden Systemen

Eine Übersicht der Merkmale von verschiedenen Transponder-Systemen soll den Stand der Technik und die angestrebten Ziele verdeutlichen. Abbildung 3.2 zeigt eine räumliche Darstellung, bei der jede Achse ein Merkmal repräsentiert. In dieser Arbeit sind insbesondere interessant: Die Reichweite, Antennengröße und Daten- bzw. Messrate. Für jedes existierende System kann ein Punkt in diesem Raum gefunden werden. Auf dem Markt befinden sich zur

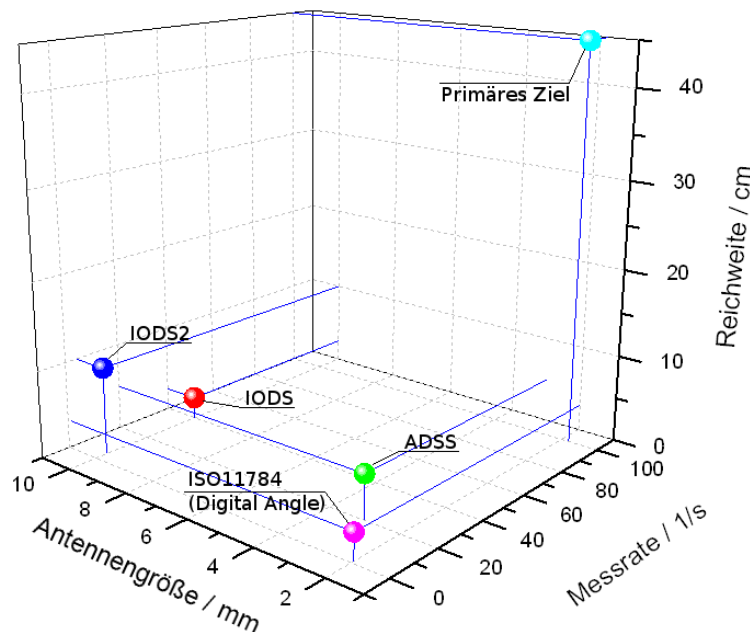


Abbildung 3.2: Zielvorgabe und existierende Systeme

Zeit nur wenige passive Sensortransponder-Systeme. Der Tiertransponder von “Digital-Angle” arbeitet nach ISO 11784-85 und steht repräsentativ für solche Systeme. Darüber hinaus existieren einige aktive Transponder, die allerdings eine Batterie als Energiespeicher verwenden und daher nicht vergleichbar sind. Weiter zu sehen sind einige am Fraunhofer IMS entwickelte Transponder-Systeme. Ziel dieser Arbeit ist es, ein Übertragungsverfahren zu entwickeln, das es ermöglicht, einen Sensortransponder mit deutlich höherer Reichweite bei einer Messrate von etwa 100 Werten pro Sekunde und einer Antenne mit maximal 1,8 mm Durchmesser zu betreiben. Um dies zu erreichen ist es notwendig, sich von der herkömmlichen Transpondertechnik zu lösen.

Kapitel 4

Energieversorgung eines tief implantierten Sensortransponders

In diesem Kapitel soll die Energieübertragung zu einem tief im menschlichen Körper implantierten passiven Sensortransponder untersucht werden. Physikalische Effekte, die einen Einfluss auf die Übertragung haben, werden betrachtet. Diese können Eigenschaften der verwendeten Antennen, deren Beeinflussung durch unmittelbare Nähe des Körpergewebes und Verluste im Körpergewebe sein. Darüber hinaus wird die entscheidende Frage beantwortet, bei welcher Frequenz die optimalen Ergebnisse für ein solches System erzielbar sind.

4.1 Vorüberlegungen

4.1.1 Frequenzen und Antennen

Transpondersysteme arbeiten üblicherweise mit ISM-Frequenzen (vgl. Kapitel 2). Diese sind 100 kHz bis 150 kHz (LF), im Hochfrequenzband (HF) 6,78 MHz, 13,56 MHz, 27,125 MHz und 40,68 MHz sowie im “ultra high frequency band” (UHF) 433,92 MHz, 869 MHz und 2,4 GHz. Die Dimensionen der Transponderantenne sind auf wenige Millimeter beschränkt. Eine Dipol-Antenne zum Empfang von elektromagnetischen Wellen im UHF Bereich wäre zu groß. Des Weiteren kann von einer Dämpfung ausgegangen werden, die einen passiven

Betrieb des Transponders unmöglich machen würde. Aus diesem Grund sind nur Frequenzen aus dem LF- und HF-Bereich von weiterem Interesse. In passiv arbeitenden Transpondersystemen wird nur die magnetische Komponente zur Übertragung von Energie und Daten genutzt. Entsprechende Antennen können relativ klein realisiert werden. Allgemein ist bei höheren Frequenzen eine effizientere Energieübertragung zu erwarten. Jedoch müssen Dämpfungseinflüsse des menschlichen Körpers und Eigenschaften der verwendeten Antennen berücksichtigt werden. Die Antennen für eine magnetische Übertragung bestehen aus einer Spule. Dabei können grundsätzlich zwei Konzepte unterschieden werden: Luftspulen und Ferritspulen. Luftspulen haben den Vorteil, dass auch große Querschnittsflächen praktikabel realisierbar sind, während Ferritspulen aufgrund ihrer hohen Permeabilität hohe Induktivitätswerte auf kleinem Raum ermöglichen. Zusätzlich treten dabei Verluste im Ferritmaterial auf, die je nach Material und Frequenz unterschiedlich sein können. Der Transponder soll eine Stabform erhalten. Ferritspulen sind daher besonders geeignet. Aus Gründen einer späteren Produktumsetzung sollen Ferritmaterialien verwendet werden, die auf dem Markt erhältlich sind.

4.1.2 Normen und Vorschriften zur Emittierung elektromagnetischer Felder

Elektromagnetische Verträglichkeit

Um die elektromagnetische Verträglichkeit zwischen elektrischen Geräten sicherzustellen, hat die Europäische Standardisierungsbehörde ETSI einen entsprechenden Standard herausgebracht. Der Standard EN 300 330 limitiert die maximale Feldstärke, die von einem so genannten “Short Range Device” (SRD) in einem Abstand von 10 m erzeugt werden darf. Ein SRD ist dabei ein Gerät, welches über kurze Distanzen drahtlose Übertragung ermöglicht. Die Höhe der Feldstärke in unmittelbarer Nähe des SDR wird dabei nicht weiter festgelegt. Bei der Dimensionierung der Lesegeräteantenne muss also beachtet werden, dass dieser Wert einerseits nicht überschritten wird, andererseits am Ort des Transponders genügend Feldstärke zum Betrieb des Transponders herrscht. Wesentliche Parameter, die die Höhe der Feldstärke bestimmen, sind die Amplitude des Stromes durch die Antennen und deren Geometrie. In Abbildung

A (Anhang) ist ein Auszug aus dieser Norm zu sehen. Der maximal zulässige Wert für die Feldstärke in 10 m Abstand ist für jede Frequenz unterschiedlich vorgegeben. Für 133 kHz gelten beispielsweise $66 \text{ dB}\mu\text{A/m}$, für 6,78 MHz gelten $42 \text{ dB}\mu\text{A/m}$ und für 13,56 MHz, $60 \text{ dB}\mu\text{A/m}$. Abbildung 4.1 zeigt eine Übersicht der verschiedenen nutzbaren Frequenzbänder.

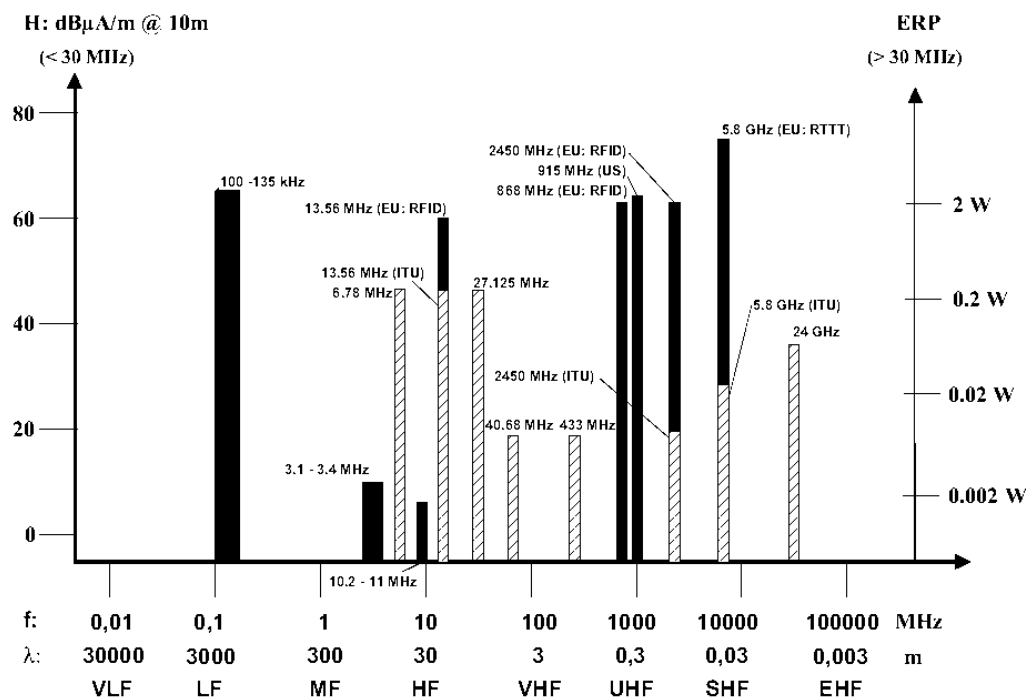


Abbildung 4.1: Frequenzbereiche [5]

Die dargestellten Balken zeigen die für industrielle und medizinische Anwendungen (ISM) zugelassenen Frequenzen.

Medizinische Grenzwerte

Neben der elektromagnetischen Verträglichkeit zwischen SDR's existieren auch Grenzwerte zum Schutz des Menschen aus medizinischer Sicht. Der IEEE-Standart C95.1 gibt entsprechende Empfehlungen, um gesundheitsgefährdende Effekte zu verhindern. Beispielsweise wird die elektrische Feldstärke, die innerhalb des menschlichen Körpers erzeugt wird, begrenzt. Die Grenzwerte sind dabei für jede Frequenz unterschiedlich. Tabelle A.1 im Anhang zeigt einen Auszug aus dieser Norm.

Abschätzung zum Erreichen der Grenzfeldstärken

Es soll abgeschätzt werden, welche Stromstärken in einer 26 cm großen Antennenspule notwendig sind, um die Grenzfeldstärke zu erreichen. Dabei wird ein Kreisstrom mit Durchmesser 26 cm angenommen. Nach Biot-Savart lässt sich die Feldstärke an einem Ort z , verursacht durch den Kreisstrom I_0 , folgendermaßen berechnen [25]:

$$H = \frac{I_0}{2} \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{\frac{3}{2}}}$$

Nach Einsetzen des Radius $r = 13 \text{ cm}$, des Abstandes $z=10 \text{ m}$ und für jede in Frage kommende Frequenz die entsprechende maximal zulässige Feldstärke, ergeben sich die in Tabelle 4.1 dargestellten Amplituden der Kreisströme I_0 .

Frequenz	Zulässige Feldstärke in 10m	Maximale Stromstärke
133 kHz	72 dB μ A/m	471 A
6,78 MHz	42 dB μ A/m	14,9 A
13,56 MHz	60 dB μ A/m	118 A
27,125 MHz	42 dB μ A/m	14,9 A
40 MHz	20 dB μ A/m	1,2 A

Tabelle 4.1: Maximale Stromstärken in einer Leiterschleife mit 26 cm Durchmesser bei Einhaltung der Grenzfeldstärken

Für 133 kHz und 13.56 MHz gelten die höchsten zulässigen Feldstärken. Jedoch lässt sich sagen, dass die entsprechenden Stromstärken in einem Lesegerät mit endlichem technischen Aufwand für alle Frequenzen nicht zu erreichen sind. Dies liegt im wesentlichen an der Impedanz der entsprechenden Antennenspulen, die mit der Frequenz ansteigt. Die dann zum Erreichen der Stromstärke erforderliche Spannung wäre unpraktikabel hoch. Für eine 26 cm Antennenspule ist daher eine Überschreitung der Grenzfeldstärke für alle fünf Frequenzen auszuschließen.

4.2 Analyse des Körpereinflusses

Zum Betrieb des passiven Implantats ist die Übertragung von Energie aus dem Lesegerät notwendig. Diese soll drahtlos durch den menschlichen Körper

hindurch zum Implantat übertragen werden. Dabei müssen Distanzen von bis zu einem halben Meter menschlichen Gewebes überwunden werden. Bei der Übertragung treten Verluste auf. Ein Teil der Energie wird im Körper in Wärme umgesetzt. Ziel ist es, diese Verluste klein zu halten, um eine optimale Energieübertragung zum passiven Transponder zu ermöglichen. Neben einer unerwünschten Erwärmung von Körpergewebe, welche aus medizinischer Sicht bedenklich sein könnte, ist es auch aus Sicht des Gesamtsystems notwendig, Verluste zu vermeiden. Größere Verluste würden zur Verringerung der Reichweite führen und letztlich das System unbrauchbar für seine Anwendung machen. Zur Minimierung der Verluste ist es unter anderem von großem Interesse, die Frequenz zu finden, bei der eine maximale Leistungsübertragung stattfinden kann.

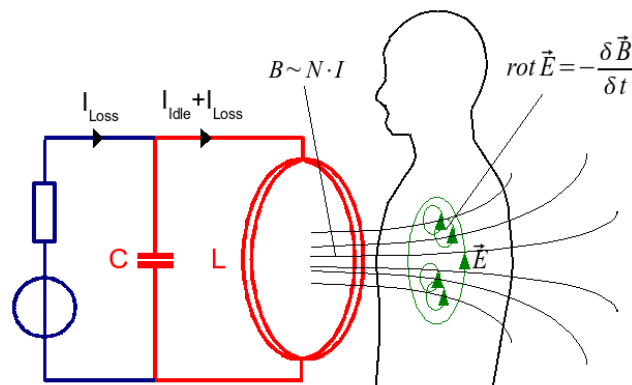


Abbildung 4.2: Durch zeitvariantes magnetisches Feld induzierte Wirbelströme

Wie in Abbildung 4.2 dargestellt, erzeugt die Antennenspule eines Lesegerätes ein magnetisches Wechselfeld. Ein kleiner Teil des erzeugten magnetischen Flusses durchdringt die Antennenspule des Transponders. Die Folge ist eine Spannungsinduktion in der Transponderspule. Mit dieser Spannung wird die Elektronik des Transponders betrieben. Wenn das Medium zwischen und um den beiden Antennenspulen elektrisch nicht leitfähig ist, findet keine Energieumsetzung in diesem Medium statt. Die vom Generator bereitgestellte Energie wird zu einem kleinen Teil zur Versorgung des Transponders verwendet. Ein großer Teil wird in den Antennen in Wärme umgesetzt und geht verloren.

Wenn sich nun ein leitfähiges Material ohne magnetische Eigenschaften zwi-

schen der Antennenspule des Lesegerätes und dem Transponder befindet, wird dieses von dem magnetischen Fluss durchdrungen. Jedes magnetische Wechsel-
feld hat in einem elektrisch leitfähigen Material, in einer Ebene senkrecht zur
Richtung des magnetischen Feldes, so genannte elektrische Wirbel zur Folge.
Dabei handelt es sich um elektrische Felder, die auf Kreisbahnen ausgerichtet
sind. Dies wird durch die zweite Maxwell'sche Gleichung beschrieben:

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt}$$

Die Höhe der elektrischen Feldstärke hängt von der zeitlichen Änderung des
magnetischen Flusses ab. Die Rotation beschreibt mathematisch die Ausbil-
dung von Wirbeln. Jedes elektrische Feld, welches in einem leitfähigen Material
vorherrscht, hat eine Stromdichte J zur Folge.

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \tag{4.1}$$

Dieser Stromfluss findet nun entlang der Kreisbahnen statt. Er wird daher
auch Wirbelstrom genannt. Dieser wiederum hat ebenfalls ein magnetisches
Wechselfeld zur Folge. Dieses Feld ist in seiner Orientierung dem Feld des
Lesegerätes entgegengesetzt. Dies führt zu einer teilweisen Auslöschung. Man
könnte also sagen, dass die magnetischen Felder das Material zwar ungehindert
durchdringen, jedoch von einem Feld überlagert werden, welches letztlich zu
einer destruktiven Überlagerung führt. Die am Ort des Transponders vorherr-
schende magnetische Feldstärke wird also durch die Wirbelströme geschwächt.
Es wird weniger Spannung in der Transponder-Antenne induziert. Dem Trans-
ponder steht also weniger Energie zur Verfügung.

Ein Großteil der Energie wird im leitfähigen Material in Wärme umgesetzt.
Die Verlustleistung kann durch den Betrag der zeitvarianten Stromdichte in-
nerhalb des Materials, integriert über dessen Volumen, ermittelt werden. Nach
Grundlagenliteratur [21] gilt dann mit Ausdruck 4.1:

$$P = \frac{1}{2} \int_V \frac{\|J^2\|}{\sigma} dV \tag{4.2}$$

Die Wärmeleistung hängt daher von der Leitfähigkeit des Materials und
dessen Volumen ab. Um die Verluste, die im menschlichen Körper entstehen,
exakt bestimmen zu können, müssen also Leitfähigkeit und das Volumen jeder

einzelnen Gewebeart bekannt sein, die sich zwischen dem Lesegerät und dem Implantat befinden. In den folgenden Kapiteln wird zunächst die Leitfähigkeit menschlichen Gewebes diskutiert. Anschließend findet eine Abschätzung der Verluste bei unterschiedlichen Frequenzen statt.

4.2.1 Charakterisierung des menschlichen Gewebes

Das menschliche Gewebe besitzt keine magnetischen Eigenschaften. Die Permeabilität von Gewebe hat etwa den Wert des Vakuums. D.h. ein magnetisches Feld wird nicht direkt beeinflusst. Handelt es sich aber um ein Wechselfeld, findet die Beeinflussung indirekt über elektrisch induzierte Wirbelströme statt. Das folgende Kapitel konzentriert sich daher auf die dielektrischen Eigenschaften des Gewebes.

Der menschliche Körper ist ein inhomogenes Medium. Er besteht aus unterschiedlichen Gewebearten und Flüssigkeiten. Diese können z.B. Haut, Muskel, Fett, Blut oder auch Organe wie Lunge, Leber, Herz sein. Jede dieser Gewebearten und Flüssigkeiten hat unterschiedliche dielektrische Eigenschaften. Diese variieren zudem mit der Frequenz.

Vereinfacht können die Moleküle von inheterogenen Stoffen, wie z.B. Wasser, als elektrische Dipole betrachtet werden. Wenn nun ein elektrisches Feld von außen angelegt wird, richten sie sich nach diesem Feld aus. Dieser Vorgang wird Dipol-Polarisation genannt. Der Einfluss des Feldes der ausgerichteten Dipole auf die Gesamtfeldstärke wird durch die Dielektrizitätszahl ε ausgedrückt. Die resultierende elektrische Feldstärke wird elektrische Flussdichte genannt.

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E}$$

Bei zeitlich varianten elektrischen Feldern wird die Ausrichtung erst nach einer bestimmten Zeit erreicht. Diese Zeit wird durch eine Konstante τ mathematisch beschrieben, die Relaxationszeit genannt wird. Bei einem sinusförmigen Wechselfeld äußert sich dieser Relaxationseffekt durch eine Phasenverschiebung δ zwischen der Flussdichte und dem elektrischen Feld. Dies wird durch eine komplexwertige Permittivität ausgedrückt.

$$\varepsilon = |\varepsilon| \cdot e^{j\delta} = \varepsilon' + j\varepsilon''$$

Bei sehr niedrigen Frequenzen können die Dipole dem angelegten Feld folgen. Für größere Frequenzen wird die Umorientierung der Dipole verzögert,

die Phasendifferenz vergrößert sich. Dies zeigt sich im Verlauf des Real- und Imaginärteils über der Frequenz. Abbildung 4.3 zeigt den qualitativen Verlauf [19][11]. Dabei gibt ϵ'_{r0} die Permittivität bei der Frequenz null an. Der

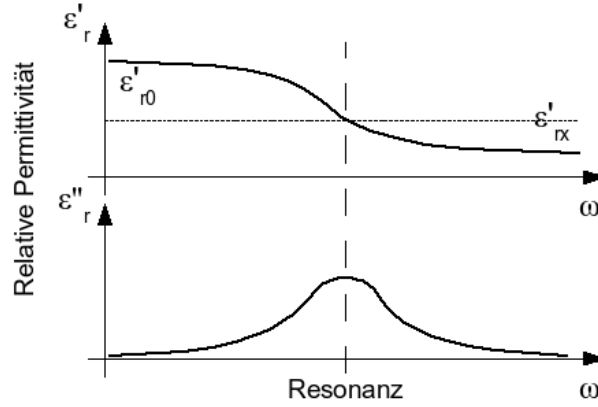


Abbildung 4.3: Verlauf des Real- und Imaginärteils der komplexen Permittivität bei Resonanz

Imaginärteil ϵ''_r wird von null verschieden, sobald sich der Realteil ϵ'_r über der Frequenz ändert. Steigt der Imaginärteil an, vergrößert sich die Phasendifferenz zwischen dem äußeren Feld und der resultierenden Flussdichte. In diesem Fall wird Energie in Wärme umgesetzt. Ist der Imaginärteil also maximal, so sind die Verluste ebenfalls maximal. Um nun die Verluste bestimmen zu können, wird nach 4.2 der elektrische Leitwert benötigt. Die Abhängigkeit zwischen Permittivität und Leitfähigkeit kann durch die Maxwell'schen Gleichungen hergeleitet werden.

$$\vec{J} = (j\omega\epsilon + \sigma)\vec{E}$$

Nach Einsetzen der Permittivität in komplexer Form kann die Leitfähigkeit in Real- und Imaginärteil aufgetrennt werden.

$$\vec{J} = j\omega(\epsilon' - j\epsilon'')\vec{E} + \sigma\vec{E} \quad (4.3)$$

$$= (\sigma + \omega\epsilon'')\vec{E} + j\omega\epsilon'\vec{E} \quad (4.4)$$

$$Real : \sigma' = \sigma_{stat} + \omega\epsilon'' \quad (4.5)$$

$$Imaginaer : \sigma'' = \omega\epsilon' \quad (4.6)$$

Der auch als effektiver Leitwert bezeichnete Realteil kann zur Charakterisierung der Verluste in einem leitfähigen Material herangezogen werden. Für sehr niedrige Frequenzen entspricht der Leitwert etwa dem statischen Anteil σ_{stat} . Für höhere Frequenzen überwiegt hingegen der Anteil der imaginären Permittivität. Wenn nun das Spektrum der komplexen Permittivität eines Materials bekannt ist, kann also die komplexe Leitfähigkeit bestimmt werden. Zusammen mit der Geometrie können die Verluste für jede Frequenz berechnet werden.

Menschliche Gewebe sind heterogene Stoffe. Es existieren mehrere Relaxationszeiten. Zur mathematischen Beschreibung der Permittivität sind daher - anders als beispielsweise bei Wasser - Terme höherer Ordnung notwendig. Das Frequenzverhalten kann analytisch mit Hilfe der so genannten Cole-Cole-Gleichung [12][17] vorhergesagt werden. Diese Gleichung beruht auf der mathematischen Beschreibung des bereits beschriebenen Modells.

$$\hat{\epsilon}(\omega) = \epsilon_{inv} + \sum_n \frac{\Delta\epsilon_n}{1 + (j\omega\tau_n)^{(1-\alpha_n)}} + \frac{\sigma_i}{j\omega\epsilon_0}$$

σ_i ist die statische Leitfähigkeit und ϵ_0 die Permittivität des Vakuums, τ beschreibt die Relaxationszeit. Die konkreten weiteren Parameter für $n=1\dots 4$ sind der Tabelle A.2 im Anhang zu entnehmen. Es sind Parameter für alle Gewebearten verfügbar, die hier von Interesse sind, z.B. für Fett, Herz-Gewebe, Lunge, Muskel und Haut. Durch die Auswertung dieser Formel können also die dielektrischen Eigenschaften für alle hier interessanten Frequenzen berechnet werden.

Abbildung 4.4 zeigt beispielhaft die Eigenschaften von Blut auf. Die durchgängig gezeichnete Kurve zeigt den Verlauf der Permittivität und die gestrichelte Kurve den Verlauf der Leitfähigkeit über der Frequenz. Die dielektrischen Eigenschaften von menschlichem Gewebe wurden erstmals von Gabriel [17] experimentell charakterisiert. Die eingezeichneten Kreuze zeigen die entsprechenden Messwerte. Die Angaben sind für einen Frequenzbereich von 10 Hz bis 20 GHz verfügbar. Der Leitwert beinhaltet dabei sowohl den statischen Leitwert als auch den zuvor beschriebenen frequenzabhängigen Anteil. Zunächst ist hier der Leitwert von Interesse, da mit steigender Leitfähigkeit die Dämpfung des vom Lesegerät erzeugten Feldes zunimmt. Nach Abbildung 4.4 ist nun zu erwarten, dass die Dämpfung in dem gezeigten Frequenz-Bereich mit steigender Frequenz zunimmt. Im nächsten Kapitel wird dies abgeschätzt.

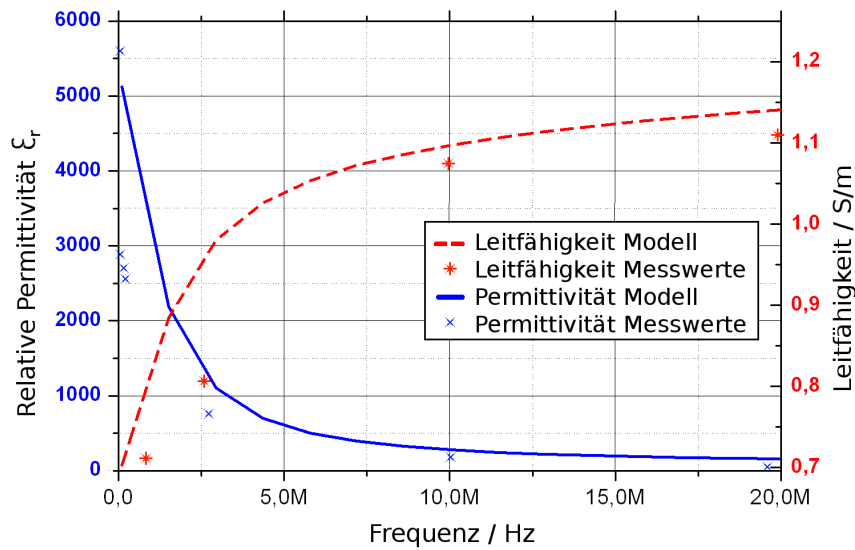


Abbildung 4.4: Spektrum der Permittivität und Leitfähigkeit von Blut

4.2.2 Numerische Bestimmung der Dämpfung

Um das Frequenzverhalten genauer zu analysieren und eine Einschätzung über die Höhe der Dämpfung machen zu können, wurde eine 3D Feldsimulation durchgeführt. Verwendet wurde eine FDTD (Finite Differences Time Domain) Methode [18]. Ein einfaches 3D-Modell des menschlichen Körpers wurde angelegt. Es enthält alle Gewebearten, die sich zwischen einem Lesegerät und dem Transponder befinden. Dieses Modell wird im Folgenden “inhomogenes Modell” genannt. Für jede Gewebeart wurden die entsprechenden Permittivitäts- und Leitwerte für jede Frequenz eingegeben (vgl. Tabelle A.1 im Anhang). Um die Simulation realistischer zu machen, wurden die Volumen-Informationen der Gewebearten aus einem 2D MRT-Schnittbild extrahiert. Abbildung 4.5 zeigt diesen Vorgang.

Zu sehen ist ein Schnittbild des menschlichen Körpers in Höhe des Herzens. Um ein Feld zu erzeugen und die Feldstärke am Ort eines Transponders messen zu können, wurden zwei Antennenstrukturen eingebracht. Mit dieser Simulation kann schnell eine Aussage über die Dämpfung und deren Frequenzverhalten gemacht werden.

Um nun die Dämpfung des menschlichen Körpers zu ermitteln, ist es notwendig, die Einflüsse durch die Antennenstrukturen zu eliminieren. Dazu wurde eine Art “Referenzsimulation” durchgeführt. In dieser Simulation wurde

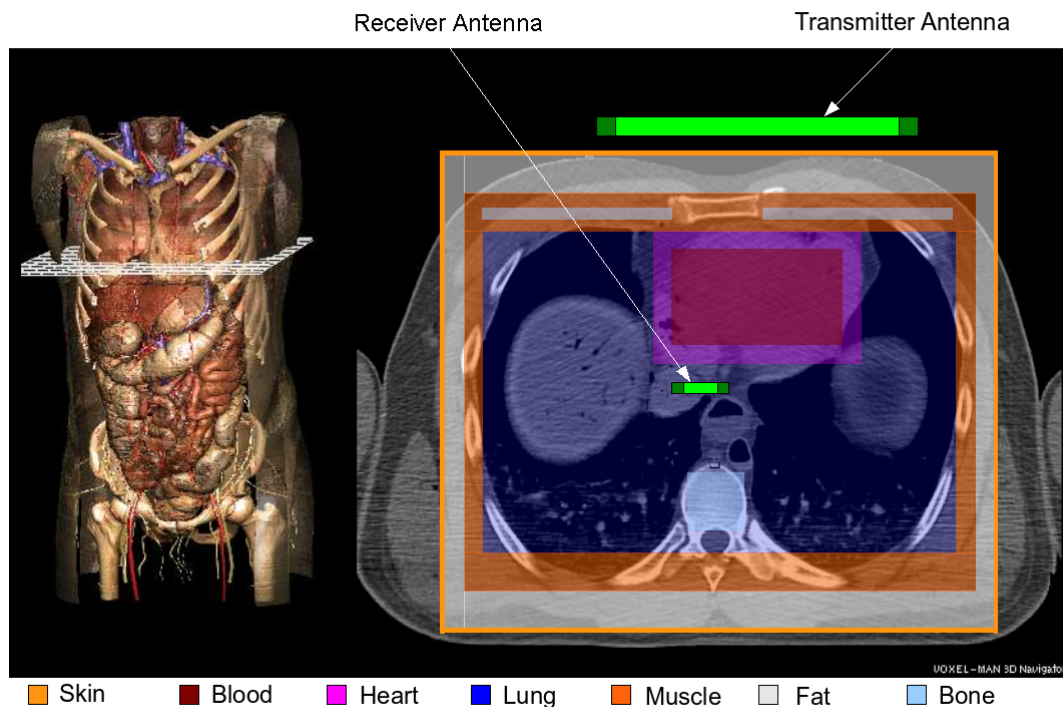


Abbildung 4.5: Approximation der Volumen-Information (MRT-Bild: Deutsches Röntgen-Museum)

der menschliche Körper durch Luft ersetzt. Die ermittelten Spannungswerte an der Transponderantenne werden dann später mit Ergebnissen der folgenden Simulationen verrechnet.

Um die Dämpfungseffekte realistisch einschätzen zu können, wurden Simulationen mit einem weiteren Modell durchgeführt. Dieses Modell wird im Folgenden als "homogenes Modell" bezeichnet. Dieses Modell stellt eine Art "worst-case" dar. Dazu wurden die dielektrischen Parameter von Blut für alle Gewebearten verwendet, da Blut die höhere Leitfähigkeit im Vergleich zu den Gewebearten besitzt.

Um die Information über die frequenzabhängige Dämpfung aus den Ergebnissen der drei Simulationen zu extrahieren, wurden aus den Spannungswerten des "homogenen Modells" und des "inhomogenen Modells" mit dem Referenzmodell Quotienten gebildet.

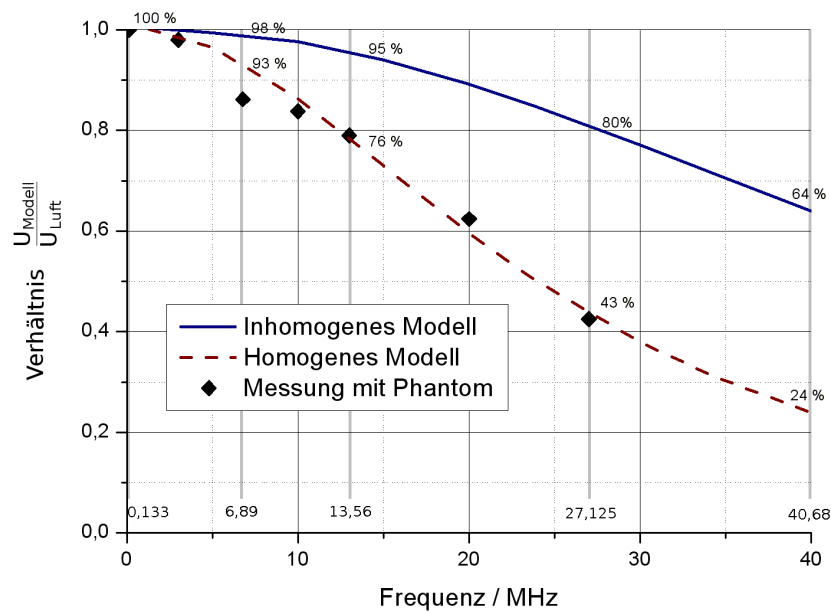


Abbildung 4.6: Frequenzabhängige Dämpfung

In Abbildung 4.6 ist die im Transponder induzierbare Spannung im Vergleich zu einer Übertragung in Luft aufgezeigt. Befindet sich ausschließlich Luft im Übertragungssystem, ist der Quotient "eins" für alle betrachteten Frequenzen. Zunächst ist zu erkennen, dass für höhere Frequenzen die Dämpfung generell zunimmt und damit die induzierbare Spannung abnimmt. Für eine Frequenz von 40 MHz sinkt die Spannung auf 24 % bzw. 64 % im homogenen Modell ab. Im LF-Bereich hingegen ist kaum eine Dämpfung erkennbar. Die Messwerte wurden mit Hilfe eines Körpermodells und Feldsonden gewonnen. Bei welcher Frequenz jedoch nun die maximale Energie übertragen werden kann, hängt nicht nur von der Dämpfung, sondern noch von weiteren Eigenschaften der Übertragungstechnik ab. So ist beispielsweise die induzierte Spannung nach dem Induktionsgesetz proportional zur Frequenz. Es ist also zu erwarten, dass eine Frequenz existiert, bei der die tatsächlich induzierte Spannung maximal ist. Des Weiteren sind Eigenschaften der verwendeten Antennen zu untersuchen. Die folgenden Kapitel befassen sich mit dieser Thematik. In Kapitel 4.4 wird schließlich die optimale Frequenz unter Berücksichtigung aller gewonnenen Erkenntnisse ermittelt.

4.3 Modellierung der verwendeten Antennenspulen

Zur Übertragung von Energie in diesem System soll das Prinzip der induktiven Kopplung zwischen zwei Spulen, im Folgenden auch "Antennenspulen" genannt, verwendet werden. Dabei findet die Übertragung im Nahfeld statt. Die Feldkomponenten können getrennt betrachtet werden. Induktive Antennen bzw. Antennenspulen lassen sich dabei mit geringen Abmessungen herstellen. Beispielsweise sind Ferritantennen in Stabform mit 2 mm x 10 mm für Frequenzen unterhalb von 13.56 MHz auf dem Markt erhältlich. Zum Vergleich: Die Wellenlänge beträgt bei 13,56 MHz etwa 22 m.

Die Antennenspule des Transponders darf etwa 2 mm x 10 mm nicht überschreiten. Die Antennenspule des Lesegerätes sollte bzgl. ihrer Größe zu handhaben sein. Gleichzeitig soll jedoch eine Übertragung von Energie zum Betrieb der Transponder-Elektronik über eine Distanz von bis zu einem halben Meter möglich sein. Hinzu kommt die bereits diskutierte Dämpfung durch das menschliche Gewebe. Die Antennenspule im Lesegerät hat die Aufgabe, am Ort des Transponders eine für dessen Betrieb ausreichende magnetische Feldstärke zu erzeugen. Die Antennenspule des Transponders hingegen hat die Aufgabe, mit der zur Verfügung stehenden magnetischen Feldstärke die maximal mögliche Spannung an der angeschlossenen Last bereit zu stellen, um so die Reichweite zu maximieren.

Zur optimalen Dimensionierung der Antennenspulen ist es notwendig, die genauen Einflüsse der Parameter einer solchen Antennenspule auf die Eigenschaften der Übertragung zu kennen. Dazu werden mathematische Ausdrücke hergeleitet, die eine separate Optimierung der felderzeugenden Spule und der Transponderspule ermöglichen. Es ist notwendig, verschiedene Verlust-Effekte der Antennenspulen zu analysieren und zu berücksichtigen. Weiter müssen auch Einflüsse durch die Verkapselung und das menschliche Gewebe auf die elektrischen Parameter der Antennenspulen untersucht werden. Die verschiedenen Effekte sollen in Modellen berücksichtigt werden. Mit Hilfe dieser Modelle und der Ausdrücke kann dann schließlich eine Optimierung erfolgen.

Die Energiereichweite ist eine notwendige Voraussetzung zur Erfüllung der Anforderungen. Eine wesentliche Einschränkung bei der optimalen Dimen-

sionierung der Antennen in Transponder-Systemen ist die Güte-Bandbreite-Problematik. Für die folgenden Betrachtungen wird davon ausgegangen, dass dieses Problem durch entsprechende Mechanismen gelöst wird, die später in Kapitel 5 vorgestellt werden.

4.3.1 Analytische Betrachtung zur Optimierung

In diesem Kapitel wird zunächst ein elektrisches Ersatzschaltbild für eine induktive Energieübertragungsstrecke gezeigt. Durch Analyse dieses Ersatzschaltbildes werden Ausdrücke hergeleitet, die zur Optimierung der Antennen verwendet werden können. Anhand dieser Ausdrücke lassen sich dann Einflüsse von Parametern, wie z.B. die Querschnittsfläche der verwendeten Leiter, untersuchen. Das Sensortransponder-System besteht aus einem Lesegerät und

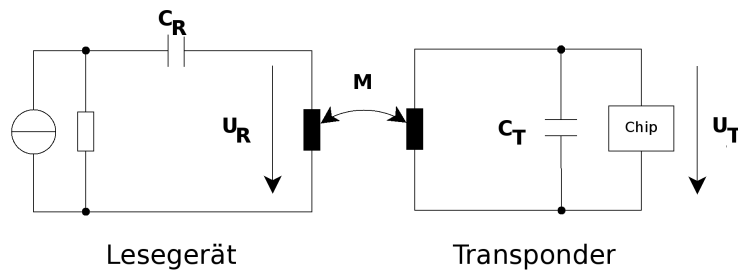


Abbildung 4.7: Vereinfachtes technisches Schaltbild

dem Sensortransponder selbst. Der Übertragungskanal besteht daher aus einer Antennenspule im Lesegerät, die durch einen Generator gespeist wird, dem Übertragungsmedium - hier menschliches Gewebe - und einer weiteren Antennenspule im Transponder. In Abbildung 4.7 ist das System im vereinfachten technischen Schaltbild dargestellt.

Der vom Generator bereitgestellte Strom erzeugt einen magnetischen Fluss. Ein Teil dieses Flusses durchdringt die Fläche der Antennenspule des Transponders. Da es sich um ein Wechselfeld handelt, wird eine Spannung in der Transponderspule induziert. Diese wird genutzt, um den Transponder zu betreiben. Die induzierte Spannung ist proportional zur zeitlichen Flussänderung $\frac{d\Phi_T}{dt}$. Da alle Betrachtungen im Nahfeld gemacht werden, ist es zulässig, zunächst mit stationären Feldern zu rechnen.

Abbildung 4.8 zeigt ein häufig verwendetes Ersatzschaltbild einer solchen

Übertragungsstrecke, welches die Schaltung in Abbildung 4.7 ausreichend beschreibt. Der Übertragungskanal wird durch das Ersatzschaltbild eines Transformators modelliert. Widerstände modellieren Verluste, die in den Antennen und im menschlichen Gewebe auftreten. Weiter besteht das Ersatzschaltbild aus Abstimmkapazitäten auf der Primär- und Sekundär-Seite, einer Signalquelle und der Transponderimpedanz.

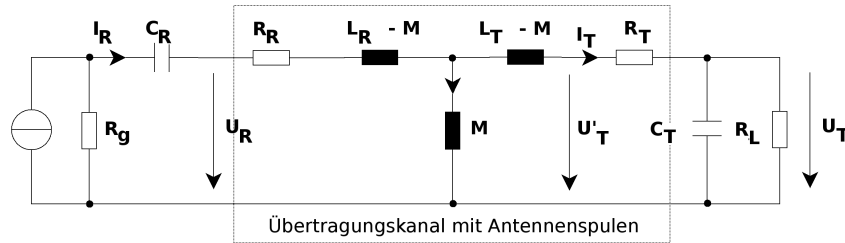


Abbildung 4.8: Ersatzschaltbild der Energieübertragung

R_L beschreibt den Strombedarf der Transponder-Elektronik. L_R und L_T sind die Induktivitäten der Antennenspulen und M die Gegeninduktivität. Die Gegeninduktivität beschreibt dabei die magnetische Kopplung zwischen den Antennenspulen. Die Widerstände R_R und R_T beschreiben die Verluste, die in den Spulen auftreten. Dabei wird Energie in Wärme umgesetzt. Die Kapazitäten C_R und C_T dienen zur Abstimmung auf die Betriebsfrequenz.

Ziel ist es, die Spannung an der Last R_L zu maximieren. So kann eine möglichst große Reichweite, insbesondere im menschlichen Körper, erzielt werden. Diese Spannung lässt sich wie folgt beschreiben:

Zunächst wird die Transformatorgleichung aus der Grundlagenliteratur [22] benötigt:

$$U'_T = j\omega M I_R - j\omega L_T I_T$$

Die Spannung U_T fällt über der Parallelschaltung aus C_T und R_L ab, daher gilt:

$$I_T = \frac{U_T}{X_C \parallel R_L}$$

Bei korrekter Abstimmung befindet sich der Schwingkreis aus L_T und C_T in Resonanz, d.h. X_C kann hier auch durch $-X_L$ ersetzt werden. Weiter lässt sich aus dem Ersatzschaltbild ersehen:

$$U'_T = U_{RT} + U_T$$

Nach Einsetzen in die Transformatorgleichung und Vereinfachung erhält man den folgenden Ausdruck:

$$U_T = MI_R \cdot \frac{j\omega}{1 + \frac{R_T}{-X_L \| R_L} + j \frac{\omega L_T}{-X_L \| R_L}}$$

Um einen Ausdruck zur Optimierung der beiden Antennenspulen zu gewinnen, ist es notwendig, alle Parameter der Transponderspule und Lesegerätspule zu separieren. Dies wird im folgenden Kapitel durchgeführt.

4.3.1.1 Transponder-Antenne

Ziel ist es, einen Ausdruck der Form $\frac{U_T}{B_T}$ zu gewinnen, der die an der Last erzeugte Spannung ins Verhältnis zur vorhandenen magnetischen Feldstärke setzt. Je optimaler die Transponderantenne ausgelegt wird, desto größer ist dieser Wert.

Dazu muss der Ausdruck $M \cdot I_R$ ersetzt werden, da in der Gegeninduktivität Parameter beider Antennen enthalten sind. Hier kann die Definition der Gegeninduktivität verwendet werden (siehe Kapitel 2.2.1):

$$M = \frac{N_T \cdot \phi_T}{I_R}$$

Der magnetische Fluss ϕ_T hängt von der Feldstärke am Ort des Transponders ab, die durch die Lesegeräte-Antenne erzeugt wird. Es kann angenommen werden, dass die Feldstärke über der Fläche homogen ist. Dies ist zulässig, da der Abstand z_0 zwischen den Antennenspulen sehr viel größer ist als der Durchmesser der Transponder-Antenne. Im Falle von einem Ferritmaterial in der Spulenfläche, kann mit einer äquivalenten Fläche gerechnet werden, um die Bündelung der Feldlinien zu berücksichtigen. Sind nun noch beide Antennen orthogonal ausgerichtet, zerfällt das Integral in eine skalare Multiplikation:

$$\Phi_T = \int_A \vec{B}_T \cdot d\vec{A}_T = B_T \cdot A_T$$

Man erhält schließlich den Ausdruck:

$$\boxed{\frac{|U_T|}{|B_T|} = \frac{\omega \cdot N_T A_T}{\sqrt{(\frac{R_T}{\omega L_T} + \frac{\omega L_T}{R_L})^2 + (\frac{R_T}{R_L})^2}}} \quad (4.7)$$

Es ist also ein Ausdruck gefunden, mit dem eine getrennte Optimierung der Transponderantennen möglich ist. Dieser Ausdruck stellt die Basis für die

in Kapitel 4.4 durchgeführte Optimierung dar. Da je nach Antennentyp jedoch unterschiedliche Zusammenhänge zwischen den Größen in diesem Ausdruck existieren, werden in Kapitel 4.3.6 entsprechende Modelle behandelt.

4.3.1.2 Lesegeräte-Antenne

Nach Gleichung 4.7 muss die Lesegeräte-Antenne nun die zum Betrieb des Transponders notwendige Feldstärke B_T am Ort des Transponders, im Folgenden mit z_0 bezeichnet, erzeugen. Aus Sicht der Energieübertragung ist die Lesegeräte-Antenne dann optimal ausgelegt, wenn sie die notwendige magnetische Feldstärke am Ort z_0 erzeugt, mit Hilfe des im Lesegerät zur Verfügung stehenden Stroms I_R . Zusätzlich muss die maximal zulässige Spannung über den Abstimmkondensatoren berücksichtigt werden. Im HF-Bereich zeigt sich in der Praxis, dass die Spannung der einschränkende Faktor ist [23]. In diesem Frequenzbereich sind die Impedanzen der Antennen relativ groß im Vergleich zum LF-Bereich. Hier können Spannungen bis zu mehreren hundert Volt entstehen bei Strömen unterhalb von zehn Ampere. Zur Optimierung der Lesegeräteantenne wird der Ausdruck $\frac{B_T}{U_R}$ gesucht.

Die Feldstärke am Ort des Transponders lässt sich durch das Biot-Savart-Gesetz bestimmen, welches direkt aus den Maxwell'schen Gleichungen ableitbar ist:

$$B = \frac{\mu \cdot N_R I_R}{4\pi} \oint \frac{d\vec{l} \times \vec{r}}{r^2}$$

Für einen Kreisstrom der Stärke I_R in einer kurzen Zylinderspule kann das Integral in ein Linienintegral überführt werden, vgl. [20]. Die Feldstärke in z_0 ergibt sich zu:

$$B(z_0) = B_T = N_R I_R \cdot \mu \cdot \frac{D^2}{8(z_0^2 + D^2/4)^{\frac{3}{2}}}$$

Aus dem Ersatzschaltbild lässt sich zeigen:

$$|U_R| = |I_R| \cdot \sqrt{R_R^2 + \omega^2 L_R^2}$$

Nun kann man den Ausdruck $\frac{B_T}{U_R}$ schreiben:

$$\boxed{\frac{|B_T|}{|U_R|} = \frac{N_R \mu}{\sqrt{R_R^2 + \omega^2 L_R^2}} \cdot \frac{D^2}{8(z_0^2 + D^2/4)^{\frac{3}{2}}}} \quad (4.8)$$

Mit Hilfe dieses Ausdrucks ist nun eine separate Optimierung der Lesegeräte-antenne möglich. Dies wird in Kapitel 4.3.6 weiter ausgeführt. Wie anhand dieses Ausdrucks zu erkennen, hängt die erzielbare Feldstärke am Ort des Transponders von dem Produkt aus zwei Termen ab. Der erste Term beschreibt elektrische und der zweite rein geometrische Parameter. Im folgenden Kapitel werden zunächst die einzelnen Einflüsse auf diesen Ausdruck diskutiert.

4.3.2 Mögliche Bauformen für felderzeugende Antennenspulen

Induktive Antennen zur Erzeugung eines magnetischen Wechselfeldes sind in unterschiedlichen Ausführungen zu fertigen. Grundsätzlich bestehen alle Antennenspulen aus einem Leiter, der eine Fläche aufspannt. Der Leiter kann aus einem leitfähigen Rohr, Streifen oder so genannter HF-Litze bestehen. Als Materialien werden meist Kupfer oder Aluminium aufgrund ihrer hohen elektrischen Leitfähigkeit gewählt.

4.3.3 Eigenschaften von Antennenspulen zur Felderzeugung

In diesem Kapitel werden die Eigenschaften der Lesegeräte-Antennen näher untersucht, die letztlich die erzielbare Reichweite beeinflussen. Die Auswirkung von geometrischen Design-Parametern, wie Durchmesser oder Leiterquerschnitt, auf die elektrischen und magnetischen Eigenschaften werden betrachtet. Wie in Ausdruck 4.8 zu sehen, hängt die erzielbare Feldstärke am Ort des Transponders unter anderem vom Betrag der Antennenimpedanz $\sqrt{R_R^2 + L_R^2}$ ab. Dabei stellt der Realteil R_R die Verluste in der Antenne dar und der Imaginärteil L_R die zur Felderzeugung notwendige Induktivität. Für eine spätere Betrachtung der Antenneneigenschaften im Frequenzbereich ist die Güte von Interesse, welche ebenfalls durch diese Parameter bestimmt wird.

Imaginärteil der Antennenimpedanz

Die Induktivität der Antennenspule soll nun untersucht werden. Allgemein ist die Induktivität L definiert als das Produkt aus erzeugtem magnetischen Fluss

und dafür notwendigen Strom I [22].

$$L = \frac{\phi}{I} \quad (4.9)$$

Der durch die Antennenspule erzeugte magnetische Fluss lässt sich durch die Integration der magnetischen Feldstärke über der Fläche bestimmen, die durch den Leiter eingeschlossen wird.

$$\phi_R = \int_{A_R} \vec{B}_R \cdot d\vec{A}_R \quad (4.10)$$

Für den Induktivitätswert ist also die Feldstärke entscheidend, die in der Fläche A_R herrscht (vgl. Abbildung 4.9). Diese Feldstärke B_R ist jedoch über diese

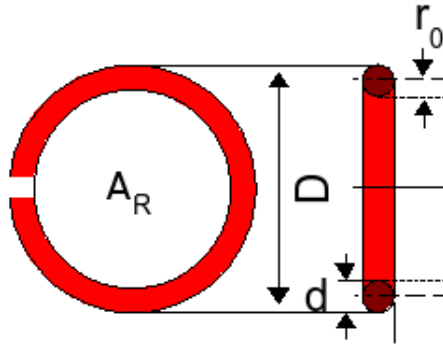


Abbildung 4.9: magnetische Feldstärke in der Spulenfläche

Fläche nicht homogen. Sie ist in unmittelbarer Nähe des Leiters am höchsten und nimmt zur Spulenmitte hin ab. Zur Bestimmung des gesamten Flusses muss das Linienintegral des Vektorpotentials längs des Flächenrandes gebildet werden. Dies führt zu einem Ausdruck, der mit Hilfe sog. elliptischer Integrale lösbar ist. Eine ausführliche Herleitung ist in [22] zu finden.

$$L = 2\pi(d - D/2)[(\frac{d/2D^2}{(1 - d/2D)^2})K(k) - 2E(k)] \quad (4.11)$$

$$\text{mit Modul } k = \frac{\sqrt{1 - d/D}}{1 - d/2D}$$

wobei $K(k)$ das Elliptische Integral erster Gattung und $E(k)$ zweiter Gattung ist. Diese Integrale sind analytisch schlecht zu lösen. Es sind aber entsprechende Funktionen in Matlab [32] verfügbar.

Im Folgenden wird der Einfluss des Leiterdurchmessers d betrachtet: Ein größerer Leiterdurchmesser führt zu einer geringeren Induktivität. Dies lässt sich dadurch erklären, dass sich der Strom auf eine größere Leiteroberfläche verteilt und somit die Stromdichte, wie auch das magnetische Feld, von seinem Betrag her geringer ist. Eine geringere magnetische Feldstärke führt auch zu einer geringeren Induktivität. Die Induktivität lässt sich nach Transformation von Gleichung 4.10 in Polarkoordinaten und Einsetzen in 4.9 folgendermaßen schreiben:

$$L = \frac{\pi}{I} \int_0^{r_1} B_R r^2 \cdot dr$$

Die Induktivität erhält man also, indem man die magnetische Feldstärke über den Radius der Spulenfläche aufintegriert. Abbildung 4.10 verdeutlicht dies.

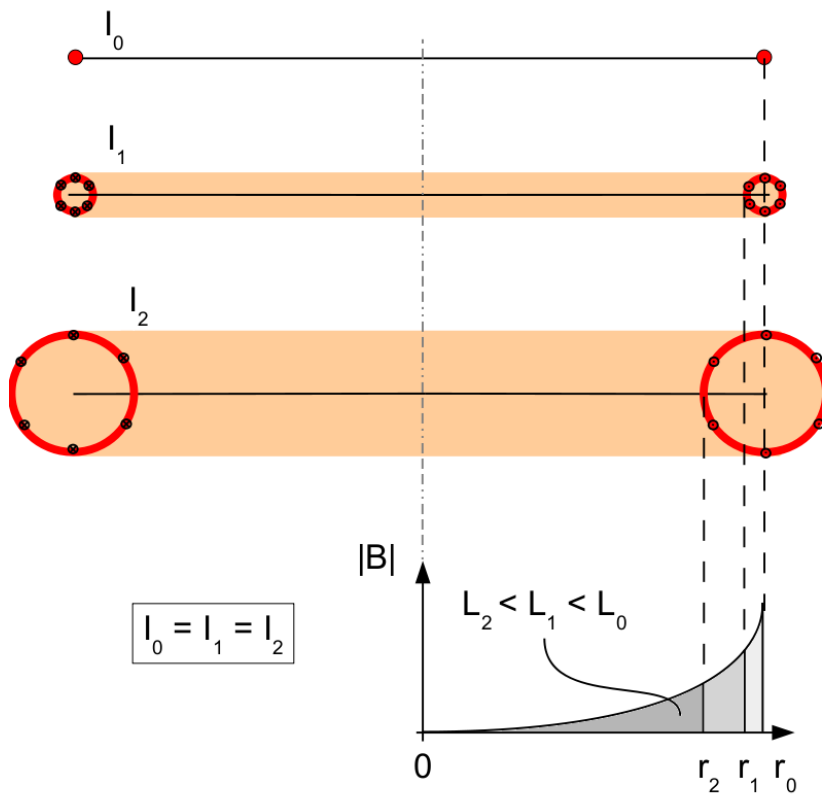


Abbildung 4.10: Einfluss der Leiterstärke auf die Induktivität

Zu sehen sind drei Leiterschleifen im Querschnitt. Für ein Gedankenexperiment soll in allen Schleifen der gleiche Strom fließen. Folglich ist die magnetische Feldstärke im Mittelpunkt für alle drei Fälle identisch. Der Verlauf der

Feldstärke über dem Radius ist ebenfalls identisch. Die Leiter sollen im Innern hohl sein, so dass die magnetische Feldstärke dort null ist. Daher muss die magnetische Feldstärke nur bis zur Leiteroberfläche entlang des Flächenradius aufintegriert werden. Das Integral bei dem Leiter mit dem größten Querschnitt hat somit den geringsten Betrag und liefert daher die geringste Induktivität. Eine ähnliche Betrachtung lässt sich auch für streifenförmige Leiterbahnen, z.B. auf einer Leiterplatte, durchführen. Dabei kann eine Verringerung der Induktivität durch Verbreiterung der Leiterbahn erreicht werden.

Mit Hilfe der Formel 4.11 wurden Induktivitätswerte beispielhaft für eine Leiterschleife mit einem Durchmesser von 26 cm und verschiedenen Leiterdurchmessern bestimmt. Das Ergebnis ist in Abbildung 4.11 zu sehen. Für

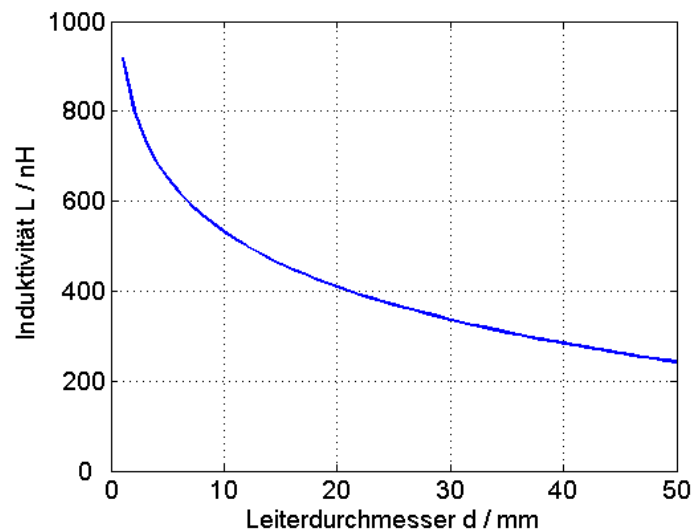


Abbildung 4.11: Induktivität einer Spule mit 26 cm Durchmesser und unterschiedlichen Leiterdurchmessern

einen 1 mm starken Leiter beträgt die Induktivität also etwa 900 nH, für einen 20 mm starken Leiter weniger als die Hälfte. Die Reaktanz einer Antennenspule mit 20 mm Leiterdurchmesser beträgt bei einer Frequenz von 6.78 MHz beispielsweise $|XL| = 17\Omega$ und die mit einem 1 mm Draht etwa 40Ω . Der Wert wird also mehr als verdoppelt.

Realteil der Antennenimpedanz

Der Widerstand R_R gibt die Verluste in der Antennenspule wieder und muss

ebenfalls minimal sein, um die Reichweite zu maximieren. Dieser kann, wie in Kapitel 4.3.6.3 gezeigt wird, berechnet werden.

Für eine Antennenspule mit 26 cm Durchmesser, einem Leiterquerschnitt von 20 mm und einer Windung ergibt sich bei 6.78 MHz beispielsweise ein Widerstandswert von $R_R = 9,0\,m\Omega$. Bei einem Leiterdurchmesser von nur 1 mm beträgt der Wert $R_R = 16,9\,m\Omega$. Also ein Unterschied von $7,9\,m\Omega$. Der Imaginärteil hingegen liegt bei einem 1-mm-Leiter im Vergleich zum 20 -mm-Leiter um $21,3\,\Omega$ höher. D.h. der Einfluss des Leiterdurchmessers auf den Realteil der Gesamtimpedanz ist hier im Vergleich zum Imaginärteil vernachlässigbar klein.

Messtechnische Verifikation

Eine Messung mit real aufgebauten Lesegeräte-Antennen soll den Einfluss des Leiterdurchmessers auf die Feldstärke am Ort des Transponders bei identischer Spannung U_R zeigen. Dazu wurden vier Antennenspulen mit unterschiedlichen Leiterquerschnitten aufgebaut. Folgende Leiterquerschnitte wurden gewählt: 0.85 mm, 8 mm, 12 mm und 20 mm. Abbildung 4.12 zeigt den Messaufbau. Zu

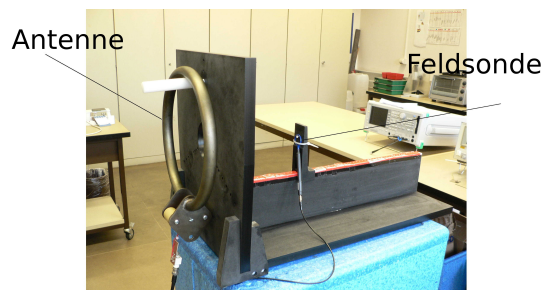


Abbildung 4.12: Messaufbau

sehen ist eine Lesegeräteantenne und eine Feldsonde in einem mechanischen Aufbau. Zum Vergleich der Antennenspulen wurde an allen vier Antennen die gleiche Spannung $U_R = 20\,V$ angelegt. Die induzierte Spannung in der Feldsonde ist ein Maß für die an dessen Ort vorherrschende magnetische Feldstärke. Die Frequenz betrug 6,78 MHz und der Abstand zwischen den Antennen und der Feldsonde ist bei allen Messungen 25 cm. Die Spannungswerte an der Feldsonde für die unterschiedlichen Leiterquerschnitte sind in der Tabelle 4.2 zu sehen. Für größere Leiterquerschnitte sind höhere Feldstärken zu erzielen. Dies bestätigt die in Kapitel 4.3.3 analytisch hergeleiteten Ergebnisse.

Leiterdurchmesser	Induzierte Spannung
0,85 mm	3,56 mV
8 mm	5,24 mV
12 mm	5,47 mV
20 mm	7,29 mV

Tabelle 4.2: Feldstärkemessungen bei unterschiedlichen Leiterdurchmessern

Betreibt man die Antennenspule mit der maximal möglichen Spannung, welche durch die Spannungsfestigkeit des Abstimmkondensators begrenzt ist, kann man sagen: Allein durch die Vergrößerung des Leiterdurchmessers von 1 mm auf 20 mm kann die Feldstärke am Ort des Transponders verdoppelt werden.

4.3.4 Parasitäre Einflüsse durch den menschlichen Körper

Die felderzeugende Antennenspule wird in unmittelbarer Umgebung des menschlichen Körpers betrieben. Dieses Kapitel beschäftigt sich mit Auswirkungen des parasitären elektrischen Feldes der Antennenspule.

4.3.4.1 Problembeschreibung

Um die notwendige magnetische Feldstärke am Ort des Transponders erzeugen zu können, ist ein Strom der entsprechenden Stärke notwendig. Dabei entsteht an der Impedanz der Antennenspule eine Spannung von typischerweise mehreren hundert Volt. Das in Folge dieser Spannung entstehende elektrische Feld durchdringt den menschlichen Körper. Dort werden dann Ströme hervorgerufen, die ebenfalls zu Verlusten führen. Die aufgrund dieses Effektes in Wärme umgesetzte Leistung muss durch das Lesegerät geliefert werden und hat keinen Beitrag zur Versorgung des Transponders.

Bringt man eine felderzeugende Spule in direkte Nähe eines menschlichen Körpers, so werden im Körper Ströme hervorgerufen. Abbildung 4.13 (a) zeigt die Antennenspule vor einem vereinfachten Körpermodell. Das Körpermodell besteht aus 3D Quadern, die in Schichten angeordnet sind, um die verschiedenen Gewebearten zu simulieren. In 4.13 (b) ist die Stromdichte J zu sehen. Wie anhand der Verfärbung erkennbar, fließen in dem Körpermodell Ströme.

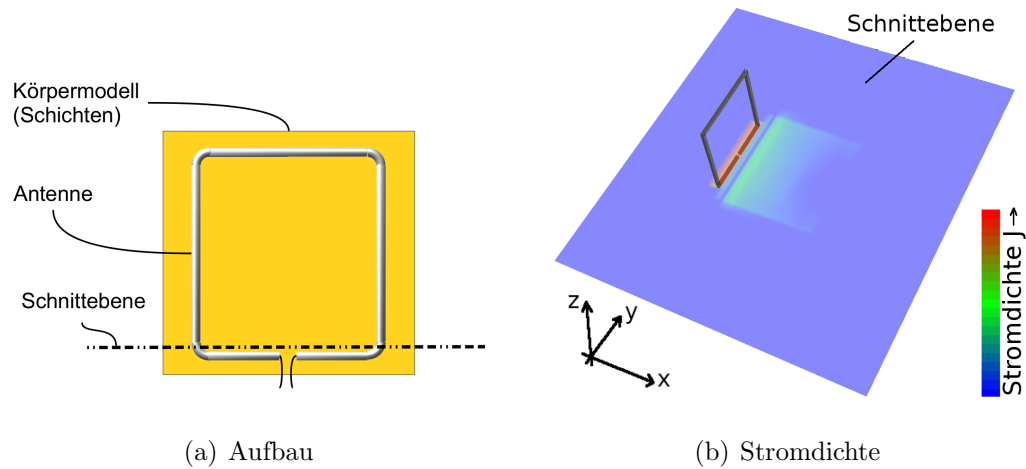


Abbildung 4.13: Stromdichte im Körpermodell

Nach dem IEEE-Standard C95.1 (siehe Tabelle A.1 im Anhang) darf die elektrische Feldstärke für Frequenzen zwischen 3 MHz und 30 MHz einen Wert von $823.8/f \frac{V}{m}$ (mit f in MHz) nicht überschreiten. Dies entspricht bei 6,78 MHz einem Wert von $121,5 \frac{V}{m}$. Entsprechende Messungen mit ungeschirmter Antenne (siehe Abbildung 4.29) haben gezeigt, dass bei einer Spannungsamplitude von 139 V in 8 cm bereits etwa $110 \frac{V}{m}$ auftreten. Bei einer maximalen Spannungsamplitude von schätzungsweise 300 V muss daher mit einer Feldstärke von mehr als $240 \frac{V}{m}$ gerechnet werden. Dieser Wert liegt deutlich über der zulässigen Grenze.

4.3.4.2 Abschirmung des elektrischen Feldes

Abhilfe kann ein elektrischer Schirm schaffen. Dieser muss jedoch so konstruiert sein, dass keine weiteren Verluste durch induzierte Wirbelströme entstehen. Eine leitfähige Fläche würde zwar das elektrische Feld vollständig abschirmen, jedoch würde das Magnetfeld ebenfalls abgeschirmt. In der leitfähigen Fläche induzierte Wirbelströme heben das Feld der Antenne in seiner Wirkung auf. Üblicherweise werden elektrische Schirme für magnetische Spulen daher in Form eines leitfähigen Mantels ausgeführt.

Abbildung 4.14 zeigt das Prinzip. Der leitfähige Mantel befindet sich, ähnlich wie bei einem Koaxialkabel, röhrenförmig um den Leiter. Um einen Kurzschluss durch induzierte Ströme zu verhindern, wird dieser meist an der ge-

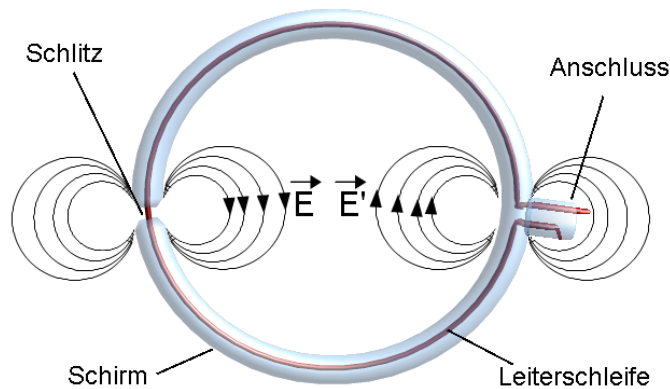


Abbildung 4.14: Mantelschirm

genüberliegenden Seite der Spulenanschlüsse unterbrochen. Das an der Unterbrechungsstelle entstehende elektrische Feld E ist dem Feld an den Spulenanschlüssen E' entgegengesetzt. In größeren Abständen zur Spule ist daher kein elektrisches Feld mehr nachzuweisen. In dieser Anwendung jedoch befindet sich die Antenne in unmittelbarer Nähe des menschlichen Körpers. D.h. es dürfen in unmittelbarer Nähe der Antenne keine elektrischen Felder entstehen. Dieser Schirm ist daher hier unbrauchbar. Eine Lösung dieses Problems wird in Kapitel 4.4.3 präsentiert.

4.3.5 Mögliche Bauformen von Antennenspulen für implantierbare Transponder

Die geometrischen Abmessungen der implantierbaren Transponderspule dürfen etwa 2 mm x 10 mm nicht überschreiten. Hier kommen Ferritspulen in Frage. Diese sind in entsprechender Größe herstellbar. Ferritmaterialien mit guten magnetischen Eigenschaften sind für Frequenzen bis 13,56 MHz verfügbar. Aus praktischen Gründen sollen in dieser Arbeit nur auf dem Markt erhältliche Materialien verwendet werden.

Da die Spulen aus nicht biokompatiblen Materialien bestehen, ist eine Verkapselung notwendig.

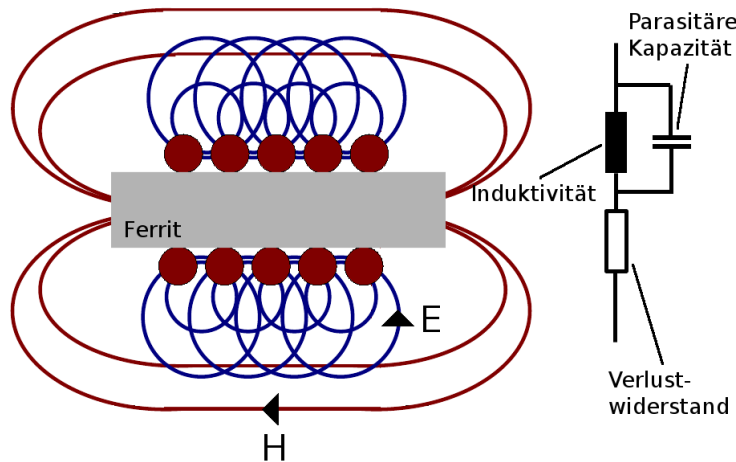


Abbildung 4.15: Felder und HF Ersatzschaltbild

4.3.6 Modellierung implantierter Transponderantennen

Abbildung 4.15 zeigt das vereinfachte HF-Ersatzschaltbild einer Ferritspule. Die Ferritspule besteht üblicherweise aus einem Ferritstab, der mit einem Lackdraht aus Kupfer oder Silber bewickelt wird. Fließt durch den Leiter ein Strom, so bildet sich längs des Stabes ein magnetisches Feld aus. Die Wechselwirkung zwischen magnetischem Feld und dem Strom wird durch eine Induktivität im Ersatzschaltbild dargestellt. Der Potentialunterschied zwischen den einzelnen Windungen verursacht zusätzlich ein elektrisches Feld. Das Ersatzschaltbild besteht daher zusätzlich aus einer Kapazität, die die gesamte parasitäre Kapazität zwischen den Windungen und dem Kern darstellt. Verluste im Ferritmaterial, in der Bewicklung und in umliegenden Materialien werden durch einen Verlustwiderstand modelliert [27].

Für die erzielbare Reichweite sind die Eigenschaften der Transponderspule wichtig. Es ist also erforderlich, diese detailliert zu betrachten.

4.3.6.1 Parasitäre Kapazität

Die parasitäre Kapazität wird durch das elektrische Streufeld zwischen den Windungen verursacht. Sie beeinflusst das Verhalten der Antennenspule. Die Reaktanz einer idealen Induktivität ist gegeben durch

$$X_L = \omega L$$

Die Reaktanz der parasitären Kapazität lautet

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$

Nach dem Ersatzschaltbild 4.15 sind diese beiden Bauelemente parallel geschaltet. Die Gesamtimpedanz ergibt sich zu

$$Z = X_L \| X_C = \frac{\omega L}{1 - \omega^2 LC}$$

Mit der Eigenresonanz der Spule $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$ kann eine Scheininduktivität L_S definiert werden [36]

$$L_S = \frac{L}{1 - (\frac{\omega}{\omega_r})^2}$$

Dieser Wert beschreibt den von außen messbaren Induktivitätswert bei der Frequenz ω . Die messbare Induktivität der Antennenspule ist also frequenzabhängig. Die parasitäre Kapazität beeinflusst die wirksame Induktivität der Spule. Fällt die Eigenresonanz auf die Betriebsfrequenz, so heben sich die Kapazität und die Induktivität in ihrer Wirkung auf. Oberhalb dieser Frequenz verhält sich die Antennenspule wie eine Kapazität. Für die Einsetzbarkeit einer Antennenspule ist es also wichtig zu wissen, wie hoch der parasitäre Kapazitätswert ist. Insbesondere die Beeinflussung durch die Verkapselung und das umliegende menschliche Gewebe ist zu untersuchen. Dies wird in Kapitel 4.3.7 durchgeführt.

4.3.6.2 Induktivität

In Kapitel 4.3.3 wurde bereits ein Ausdruck zur Berechnung der Induktivität einer Spule mit einer Windung hergeleitet. Zur Berechnung der Induktivität einer Spule mit mehr als einer Windung müssen laut Grundlagenliteratur [22] alle von jeder Windung durchsetzten Flüsse summiert werden.

$$L_N = \sum_{k=1}^N \frac{\phi_k}{I}$$

Unter der Annahme einer Spule mit $D/l < 5$ kann man mit maximal 1% Fehler [22] die Induktivität folgendermaßen bestimmen:

$$L_N \approx \frac{N^2 \mu_0 \mu_r A_T}{l + 0,45D}$$

Die Transponderantenne besteht aus einem bewickelten Ferritstab. Ferrit hat eine höhere Permeabilität als Luft. Die exakte Wirkung des Material ist analytisch nur schwer zu erfassen. So werden beispielsweise die magnetischen Feldlinien der Lesegeräteantenne am Ort des Transponders gebündelt. Diese Wirkung kann vereinfacht durch Verwendung einer äquivalenten Spulenquerschnittsfläche berücksichtigt werden.

4.3.6.3 Verlustwiderstand in Transponderantennen

In realen Spulen treten Verluste auf. Dabei wird ein Teil der Energie in Wärme umgesetzt. Dies führt letztlich zur Verringerung der Reichweite. Zur Maximierung der Reichweite ist daher eine detaillierte Betrachtung der Verluste sinnvoll.

Zunächst treten Verluste aufgrund des Gleichstromwiderstandes des Leiters auf. Zusätzlich führt der Effekt der Stromverdrängung im Leiter, auch Skin-effekt genannt und zwischen den Windungen, auch Proximity-Effekt genannt, zu einer Erhöhung des Widerstandswertes bei. Diese Effekte sind frequenzabhängig.

Gleichstromwiderstand

Der Gleichstromwiderstand beschreibt die Leitfähigkeit des Leiters für einen Gleichstrom, also ohne frequenzabhängige Effekte. Dieser hängt vom Material, der Querschnittsfläche und von der Länge ab. Die Länge ergibt sich dabei aus Windungszahl und Spulendurchmesser. Dieser Widerstandswert kann mathematisch folgendermaßen bestimmt werden:

$$R_{DC} = \frac{N_R D}{\sigma d^2 / 4}$$

mit d dem Durchmesser des Leiters und σ dem Leitwert des Materials. Für Kupfer ist $\sigma_{CU} = 57 \frac{Sm}{mm^2}$. Für eine realistische Zylinderspule mit $D = 1,5 \text{ mm}$, $d = 0,15 \text{ mm}$ und $N = 10$ beträgt der Gleichstromwiderstand etwa $46,6 \mu\Omega$.

Stromverdrängung im Leiter

Die Stromverdrängung hat in der Regel einen dominanten Einfluss auf den Verlustwiderstand einer Antennenspule und muss daher berücksichtigt werden. Jeder elektrische Strom hat ein magnetisches Feld zur Folge. Handelt es

sich um einen Wechselstrom, so werden nach dem Induktionsgesetz in umgebenden leitfähigen Materialien so genannte Wirbelströme induziert. Dies geschieht auch im Innern des stromführenden Leiters. Das Feld der Wirbelströme wiederum führt zu einer Verdrängung des Stromes. Dabei ist die Stromdichte zum Leiterrand am größten. Die Folge ist eine Verringerung des genutzten Leiterquerschnittes. Der elektrische Widerstand des Leiters ist dann scheinbar höher. Dieser Widerstandswert lässt sich nach [20] folgendermaßen berechnen:

$$R_{skin} = R_{DC} \cdot \left(x + \frac{1}{4} + \frac{3}{64x}\right),$$

$$\text{mit } x = \frac{d}{4} \sqrt{\pi f \sigma \mu}$$

Die durch den Skineffekt erzeugten zusätzlichen Verluste können also analytisch beschrieben werden.

Beispielsweise beträgt der durch den Skineffekt verursachte Widerstandswert bei 6,78 MHz in einer Zylinderspule mit $D = 1,5$ mm, $d = 0,15$ mm und $N = 10$ etwa $9 \text{ m}\Omega$.

Stromverdrängung in der Wicklung

Der Effekt der Stromverdrängung ist nicht nur auf einen Leiter beschränkt. Wickelt man eine Spule, kann man einen zusätzlichen Anstieg des Verlustwiderstandes beobachten. Der Grund hierfür liegt in der Tatsache, dass ein Stromfluss in einem benachbarten Leiter auch Wirbelströme verursacht. Diese führen, wie auch beim Skineffekt, zur Verdrängung des Stromes. Der Widerstandswert kann ebenfalls analytisch bestimmt werden. Für eine Spule aus einem Leiter mit rundem Querschnitt und einer Lage beträgt er nach [24][29]:

$$R_{AC} = R_{DC} \frac{\gamma}{2} \left[\frac{ber\gamma bei'\gamma - bei\gamma ber'\gamma}{ber'^2\gamma + bei'^2\gamma} - 2\pi \frac{ber_2\gamma ber'\gamma + bei_2\gamma bei'\gamma}{ber^2\gamma + bei^2\gamma} \right]$$

mit $\gamma = \frac{d}{\delta\sqrt{2}}$ und δ der Skineindringtiefe. “bei”, “ber” sind die Kelvin-Bessel-Funktionen. Diese Gleichung berücksichtigt die Geometrie des Leiters, die einen Einfluss auf die Stromverdrängung hat. Die Stromverdrängung lässt sich also analytisch berechnen und wird bei der Optimierung berücksichtigt.

Verluste in Ferritmaterialien

Durch das Ferritmaterial treten zusätzliche Verluste auf. Diese sind Wirbelstromverluste und Verluste durch Ummagnetisierung - sogenannte Hystereseverluste. Das Ferritmaterial wird dabei durch das H-Feld magnetisiert, welches durch den Strom in der Wicklung hervorgerufen wird. Die beim Durchlaufen der Hysteresekurve zugeführte Energie ist dabei proportional zur Fläche der Hysterese.

Sie sind analytisch schlecht erfassbar [34][35][31]. Die Bestimmung kann einfacher über eine Approximierung durch Messwerte erfolgen. Durch entsprechendes Fitting kann eine Näherungsformel für den interessanten Wertebereich erstellt werden. Mit dieser Approximierung und den analytischen Formeln zur Bestimmung der Leiter-Verluste kann die Ferritspule mathematisch beschrieben werden. Dies wird im Folgenden erläutert. Zur Durchführung einer Optimierung mit Hilfe des Ausdrucks 4.7 ist es notwendig, die Abhängigkeit des Verlustwiderstandes R_T von der gewählten Induktivität zu kennen. Mit Hilfe der Approximierung der Verluste im Ferrit und der analytischen Beschreibungen der Leiterverluste wurde ein Modell erstellt. Es wurde für den in dieser

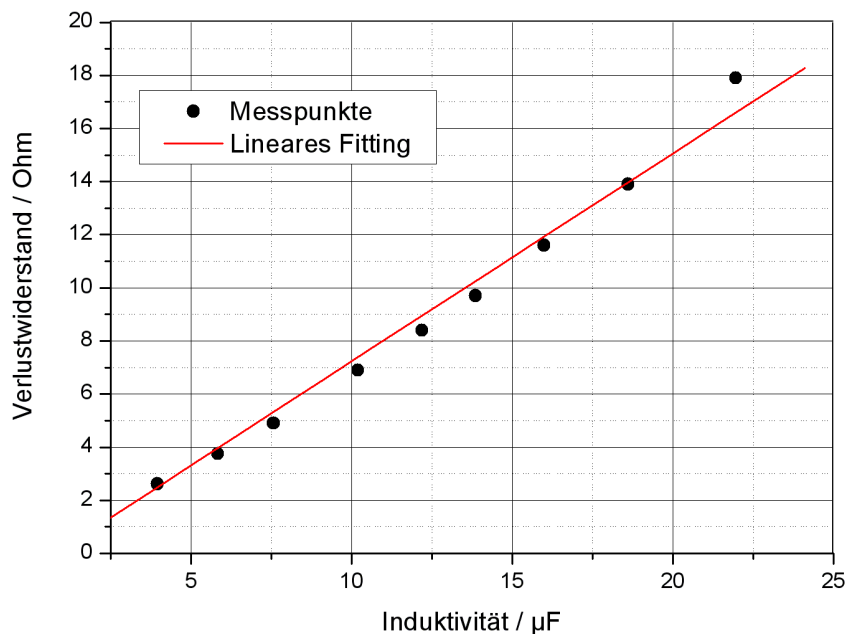


Abbildung 4.16: Verlustwiderstand einer Ferritspule

Anwendung geeigneten Ferritstab (1,5 mm x 10 mm) eine Messreihe erstellt. Die Messpunkte dienten als Grundlage zu einem Kurvenfitting.

Abbildung 4.16 zeigt die Messpunkte und die durch Fitting erzeugte Funktion. Diese Funktion kann nun zur Modellierung der Ferritantenne verwendet werden. Wie zu erkennen, steigt der Verlustwiderstand mit zunehmender Induktivität an. Zur Vereinfachung wurde ein lineares Fitting verwendet, was für den benötigten Wertebereich ausreichend ist. Der Anstieg lässt sich dadurch erklären, dass mit zunehmender Windungszahl das H-Feld zunimmt. Das Ferritmaterial wird stärker magnetisiert, welches durch eine größere Fläche der Hysterese verdeutlicht werden kann. Die Hystereseverluste steigen somit an.

Mathematisches Modell des Verlustwiderstandes

Nun sind alle Verluste, die in der Antennenspule auftreten, behandelt worden. Das Verhalten der Antenne kann nun in einem Modell beschrieben werden. Dieses Modell beschreibt den Zusammenhang zwischen den physikalischen Parametern: Induktivität, Frequenz und Verlustwiderstand. Alle mathematischen Ausdrücke und die Fitting-Funktion sind in das Modell mit Hilfe der Software Matlab [32] überführt. Abbildung 4.17 zeigt das Ergebnis für den hier verwendeten Ferritstab. Die z-Achse zeigt den Verlustwiderstand, die x-Achse die

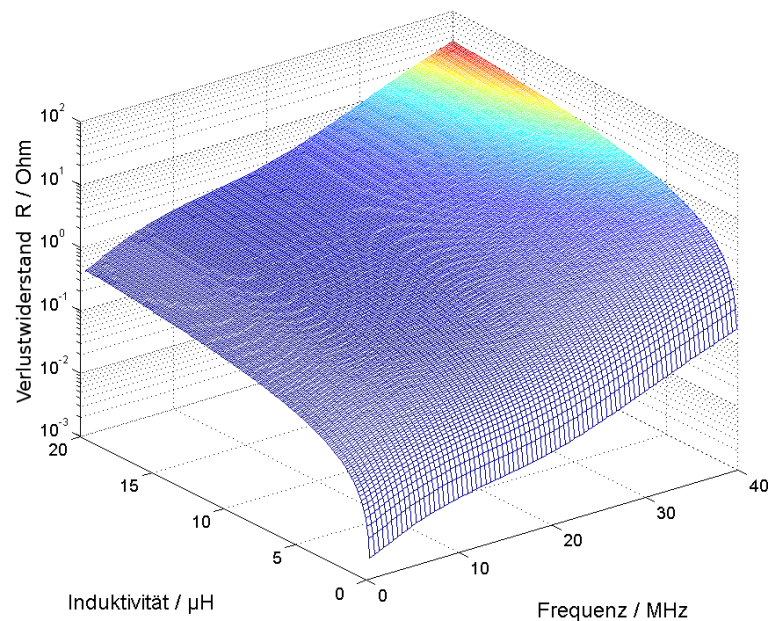


Abbildung 4.17: Modell der verwendeten Transponderantenne

Induktivität und die y-Achse die Frequenz. Für jede Induktivität und Frequenz kann nun der Verlustwiderstand angegeben werden. Wie erwartet, steigt der Verlustwiderstand mit der Induktivität und der Frequenz an. Mit Hilfe dieses Modells und der Formel 4.7 ist es nun möglich, eine Optimierung der Antennenparameter durchzuführen. Dies wird in Kapitel 4.4 durchgeführt.

4.3.7 Einfluss der Verkapselung und des menschlichen Gewebes

In diesem Kapitel wird die Beeinflussung durch Verkapselung und das menschliche Gewebe in direkter Umgebung der Transponder-Antenne betrachtet.

4.3.7.1 Theoretische Analyse implantierter Transponderantennen

Einfluss auf Induktivitätswert

Menschliches Gewebe hat keine magnetischen Eigenschaften, d.h. die Permeabilität μ entspricht etwa dem Wert von Luft. Es ist also keine direkte Beeinflussung des Induktivitätswertes zu erwarten.

Einfluss auf parasitäre Kapazität

Der menschliche Körper hat dielektrische Eigenschaften, wie in Kapitel 4.2.1 bereits erörtert. Die üblicherweise zur Verkapselung verwendeten Materialien, wie Silikon und Glas, haben ebenfalls dielektrische Eigenschaften. Es ist also von einer Beeinflussung von elektrischen Parametern einer Antennenspule auszugehen.

Fließt ein Strom durch die Antennenspule, so ergibt sich aufgrund der Impedanz jeder einzelnen Windung ein Spannungsabfall. Die Folge dieser Potentialdifferenz ist ein elektrisches Feld zwischen den Windungen. Die Abbildung 4.18 deutet den erwarteten Verlauf der elektrischen Feldlinien an, die sich bei einer implantierten Spule ausprägen.

Der Einfluss dieser elektrischen Streufelder kann mit Hilfe der Kapazität in einem elektrischen Ersatzschaltbild modelliert werden. Zunächst soll die parasitäre Kapazität erläutert werden. Allgemein ist eine Kapazität definiert als eine Ladungsmenge Q , die zwischen zwei Leitern oder leitfähigen Gebilden

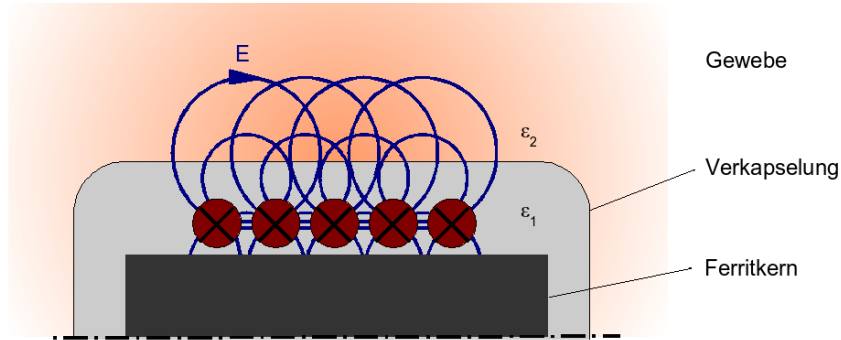


Abbildung 4.18: Elektrisches Streufeld einer implantierten Antennenspule

durch eine Spannungsdifferenz U gespeichert werden kann.

$$C = \frac{Q}{U} = \varepsilon(s) \frac{\oint_A \vec{E} d\vec{A}}{\int_s \vec{E} d\vec{s}}$$

Die Integrationsfläche A und der Integrationsweg s hängen dabei von dem Drahtdurchmesser und dem Umfang der Spulenfläche ab. Dabei kann Q durch das elektrische Feld ausgedrückt werden, welches von einem Leiter ausgeht. Die Spannung lässt sich durch die Potentialdifferenz ausdrücken, d.h. das Linienintegral der elektrischen Feldstärke entlang eines beliebigen Weges zwischen den Leitern. Die Permittivität des zwischen den Leitern befindlichen Mediums beeinflusst dabei diese Ladungsmenge. Durchdringen die elektrischen Feldlinien nun verschiedene Materialien, wie z.B. Ferrit, Glas und menschliches Gewebe, so ist die Permittivität auf dem Weg s nicht konstant. Aus dieser Betrachtung lässt sich ein elektrisches Ersatzschaltbild herleiten. Das Ersatzschaltbild ist in Abbildung 4.19 zu sehen. Unter der parasitären Kapazität im HF-Ersatzschaltbild (vgl. Abbildung 4.15) wird die Summe aller Kapazitäten verstanden, die jeweils zwischen jeder einzelnen Windung und zwischen Windung und Spulenträger existieren. Die Induktivitäten L_n geben die Induktivität einer einzelnen Windung wieder. Zwischen den Windungen existieren die parasitären Kapazitäten Ct_n und zwischen den Windungen und dem Kern jeweils die Kapazitäten Cs_n . Die der Kapazität C_s zugehörigen Feldlinien durchdringen lediglich die Verkapselung. Die Feldlinien von C_t durchdringen das menschliche Gewebe. Nach Literatur [33][28] lassen sich die Kapazitäten

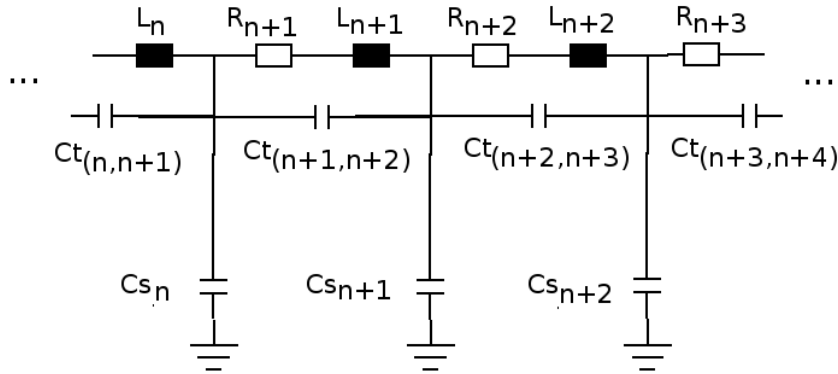


Abbildung 4.19: Ersatzschaltbild der parasitären Kapazität einer einlagigen Spule

durch folgende Formeln berechnen:

$$C_t = \frac{\pi^2 D \epsilon}{\ln(p/2r + \sqrt{(p/2r)^2 - 1})} \quad C_s = \frac{2\pi^2 D \epsilon}{\ln(h/r + \sqrt{(h/r)^2 - 1})}$$

wobei D der Windungsdurchmesser, p der Abstand zwischen den Windungsmitten, h der Abstand zum Kern und r der Drahradius ist. Die Gesamtkapazität ergibt sich durch eine Induktionsformel [33]:

$$C(n) = \frac{C(n-2)C_t/2}{C(n-2) + C_t/2} + C_s/2$$

Der Einfluss der Verkapselung und des menschlichen Gewebes kann nun untersucht werden. Geometrische Parameter, wie die Abmessungen des Ferritkerns, sind durch die Implantationstechnik vorgegeben. Eine zu optimierende Größe ist die Windungszahl. Darüber hinaus muss festgestellt werden, ob die ermittelte Windungszahl durch die parasitäre Kapazität zu einer unbrauchbaren Spule führt.

Nach Kapitel 3 darf die Antennenspule nicht größer als 2 mm x 10 mm sein. Es soll also für die folgenden Betrachtungen ein Ferritstab mit 1,5 mm Durchmesser, bewickelt mit Kupferlackdraht der Stärke 0,15 mm, angenommen werden. Die folgende Tabelle zeigt dazu die verwendeten Permittivitätswerte einiger Materialien

Zunächst wird der Einfluss des menschlichen Gewebes betrachtet. Mit Hilfe der Formeln wurde die Gesamtkapazität in Abhängigkeit der Windungszahl berechnet. Abbildung 4.20 zeigt das Ergebnis. Zu sehen ist die Gesamtkapa-

Material	Leitwert σ mS/m	Relative Permittivität ϵ_r
Luft	0	1
Blut	1067,3	421.67
Fett	30	16.32
Herz	471,3	389.43
Silikon	0	4
Glas	0	7
Phantom	387	12.54

Tabelle 4.3: Permittivität verschiedener Materialien

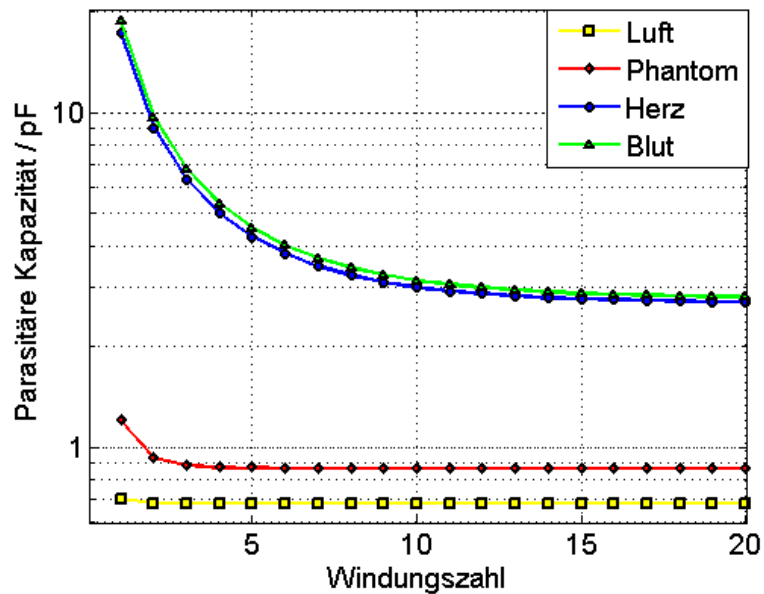


Abbildung 4.20: Parasitäre Kapazität über der Windungszahl für verschiedene Gewebearten

azität der Transponder-Antenne für verschiedene umgebende Materialien. In allen Fällen wurde zunächst Silikon als Verkapselungsmaterial gewählt. Für jedes Material wurde die entsprechende Permittivität bei der entsprechenden Frequenz verwendet. Zunächst lässt sich sagen, dass die parasitäre Kapazität durch das umgebende Material beeinflusst wird. Eine Antennenspule mit zwei Windungen erreicht beispielsweise einen Wert von 18 pF und ist damit 25 mal größer als der Wert für Luft mit 0.7 pF. Herz-Gewebe hat etwa die gleiche Aus-

wirkung. Die Gesamtkapazität sinkt mit steigender Windungszahl. Das lässt sich dadurch erklären, dass die entsprechenden Kapazitäten in dem Ersatzschaltbild in Serie geschaltet sind. Weiter kann man sehen, dass die Abnahme der Gesamtkapazität für mehr als 20 Windungen vernachlässigbar klein wird. Für diesen Fall überwiegt die Kapazität zum Kern C_s . Um dies zu verifizieren wurde nun die Gesamtkapazität in Abhängigkeit des Materials zur Verkapselung berechnet. Abbildung 4.21 zeigt das Ergebnis. Es lässt sich sagen, dass

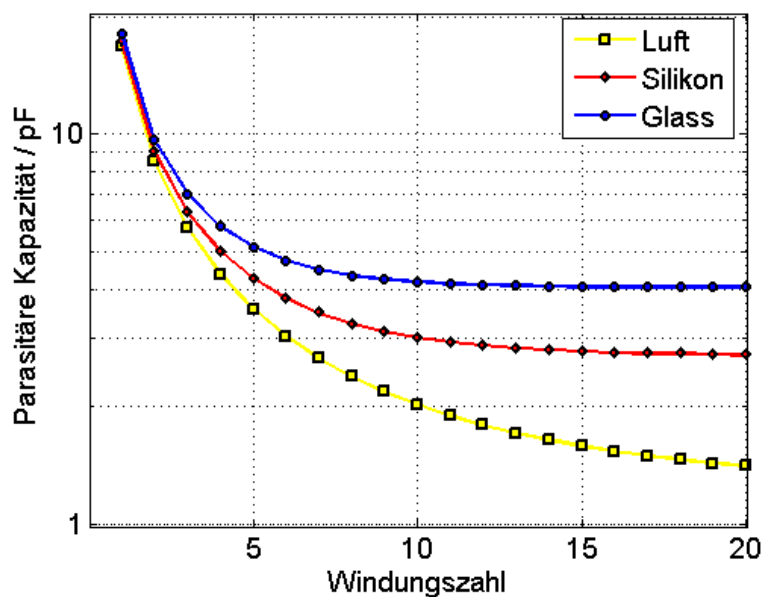


Abbildung 4.21: Parasitäre Kapazität bei verschiedenen Verkapselungen

sich die Kapazität bis zu drei Windungen nur unwesentlich durch C_s beeinflussen lässt. Die Frage ist nun, welche Spulen verwendbar sind.

Wie in Kapitel 4.3.6.1 beschrieben, führt die parasitäre Kapazität zu einer Eigenresonanz. Die Betriebsfrequenz wird daher durch diese Eigenresonanz begrenzt. Abbildung 4.22 zeigt die maximal zulässige Betriebsfrequenz in Abhängigkeit der verwendeten Windungszahl.

Die Werte wurden berechnet für eine Antennenspule, die durch Herzgewebe umgeben ist und eine Silikon-Verkapselung hat. Es ist zu erkennen, dass die maximal zulässige Frequenz mit steigender Windungszahl abfällt. Der Grund hierfür ist darin zu finden, dass die Induktivität der Spule mit der Windungszahl schneller ansteigt, als die parasitäre Kapazität abfällt. In dieser Anwendung sind Betriebsfrequenzen von 6,78 MHz und 13,56 MHz von Interesse.

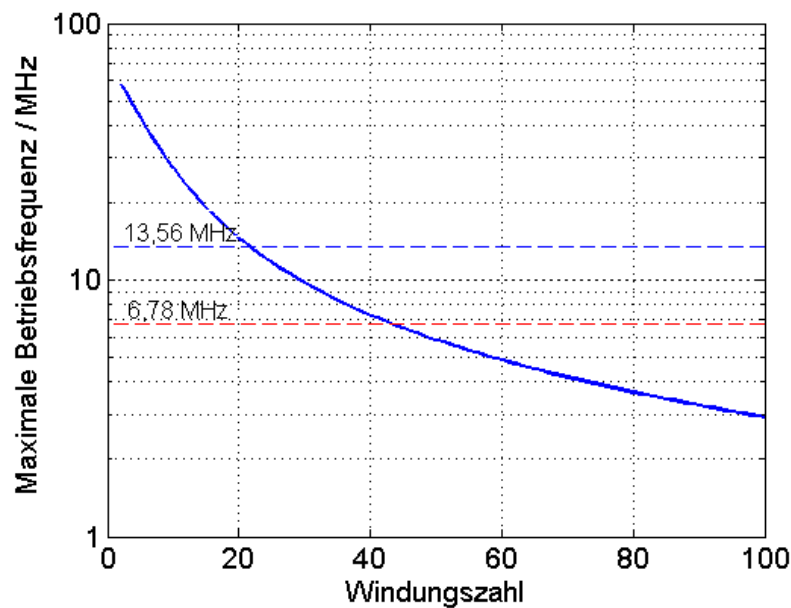


Abbildung 4.22: Maximale Betriebsfrequenz für verschiedene Windungszahlen

Diese sind durch gestrichelte Linien angedeutet. Es folgt, dass eine Antennenspule mit dem hier beschriebenen Ferritkern für eine Frequenz von 13,56 MHz beispielsweise nicht mehr als 20 Windungen aufweisen darf, für 6,78 MHz nicht mehr als 43 Windungen.

4.4 Optimierung mit Hilfe gewonnener Erkenntnisse

Mit Hilfe der gewonnenen Erkenntnisse über den Einfluss des menschlichen Körpers und Eigenschaften der verwendeten Antennen kann eine Optimierung erfolgen. Ziel ist es dabei, die Energiereichweite zu maximieren. Das heißt, dass die in der Transponderantenne induzierte Spannung maximiert werden muss. Wie bereits erläutert, ist die Energiereichweite eine notwendige Bedingung zur Zielerreichung. Es wird daher davon ausgegangen, dass, anders als bei herkömmlichen Transponder-Systemen, kein Kompromiss bezüglich des Güte-Bandbreite-Problems eingegangen werden muss. Wie später gezeigt, wurden dazu entsprechende Mechanismen entwickelt.

4.4.1 Optimale Dimensionierung der Antennen

4.4.1.1 Transponder

Mit Hilfe der vorangegangenen diskutierten analytischen Gleichungen und Modelle kann die Abhängigkeit der elektrischen Parameter R_T und L_T von den geometrischen Parametern N_T und A_T beschrieben werden. Nun ist eine Optimierung mit Hilfe des Ausdrucks 4.7 durchführbar. Dazu wurde der Ausdruck 4.7 zusammen mit den Gleichungen aus Kapitel 3.2 in Matlab eingegeben. Beispielsweise kann die Spannung U_T für verschiedene Induktivitätswerte ermittelt werden, um eine optimale Impedanzanpassung zu erreichen. Zur besseren Vergleichbarkeit mit entsprechenden Messwerten wurden die Simulationsergebnisse auf eine Feldstärke von $B_T = 2,1 \mu T$ (vgl. Berechnung 5.1) normiert. Abbildung 4.23 zeigt das Ergebnis für den 1,5 mm x 10 mm großen Ferritstab bei einer Last von $R_L = 100 k\Omega$ bei $f = 6,78 MHz$: Die Simulation

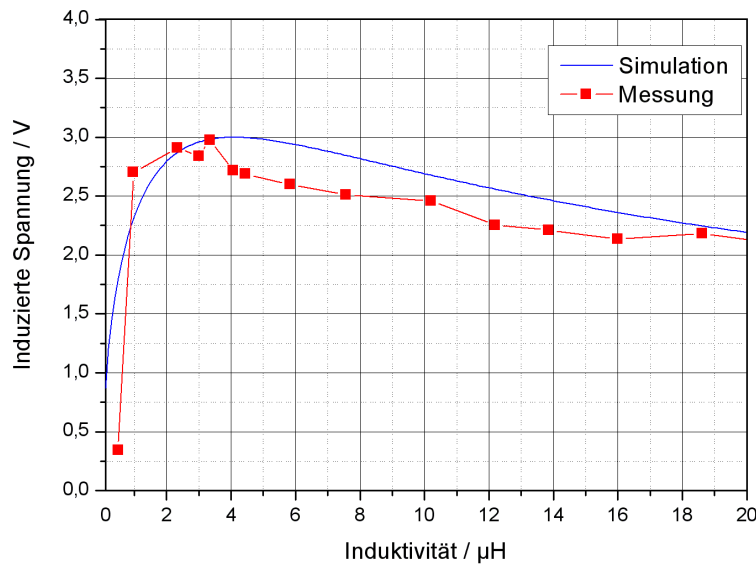


Abbildung 4.23: Optimaler Induktivitätswert für 6,78 MHz und 100 k Ω Last

wurde anhand von Messreihen verifiziert. Dazu wurden 12 Antennen mit unterschiedlichen Windungszahlen und Induktivitätswerten erstellt und in einen Testtransponder eingebaut. Dieser Testtransponder verfügt über eine Last von 100 k Ω . Außerdem misst er die Spannung U_T an der Last und übermittelt die-

sen Wert mit Hilfe eines Lichtwellenleiters an ein Messgerät. Der Lichtwellenleiter stellt dabei eine galvanische Entkopplung dar, die eine Beeinflussung des Messergebnisses verhindern soll.

Die maximale Spannung U_T wird mit einem Induktivitätswert von $4\mu H$ erreicht. Die entsprechende Spule besitzt dabei $N_T = 10$ Windungen. Die Güte beträgt dann etwa $Q = 20$. Abbildung 4.24 (a) zeigt die realisierte Antenne.

Die Resonanzfrequenz und die effektive Induktivität wurden mit einem Netzwerkanalysator und einem LCR-Meter gemessen. Für diese Messung wurde eine Antenne mit 20 Windungen auf einem 1,5 mm x 10 mm Ferritstab hergestellt. Um den Einfluss des menschlichen Gewebes zu simulieren, wurde

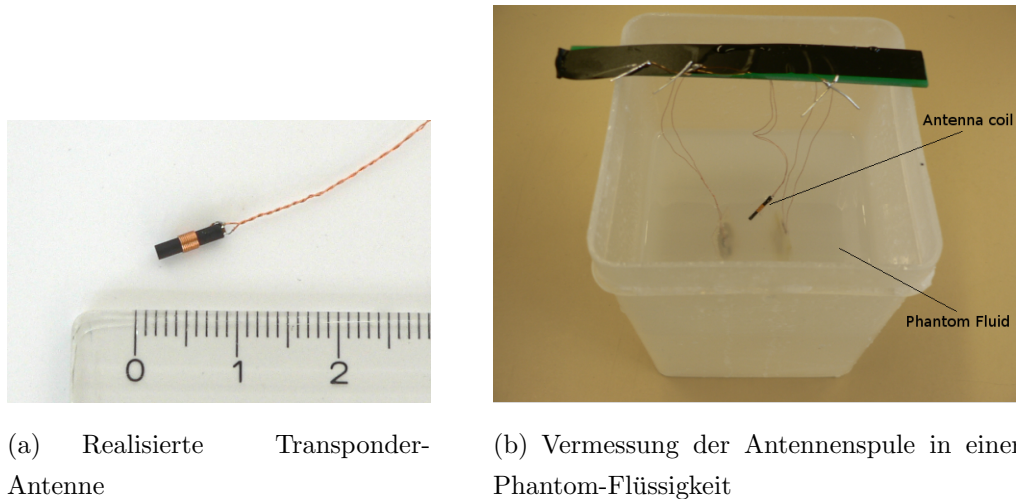


Abbildung 4.24: Transponder-Antenne

die Antenne in einer Phantom-Flüssigkeit [37] platziert. Die Induktivität bei Frequenz Null beträgt etwa $4\mu H$. Die folgenden Messungen wurden bei einer Frequenz von 6,78 MHz durchgeführt.

	Luft	Verkapselung	Phantom
Permittivität	1	2.69	12.54
messbare Ind.	$5,7\mu H$	$5,9\mu H$	$6,3\mu H$
Eigenresonanz	$58 MHz$	$46 MHz$	$13 MHz$

Tabelle 4.4: Ermittlung der Eigenresonanzfrequenz durch Messung

Die Tabelle 4.4 zeigt die Ergebnisse. Die Messungen zeigen einen Anstieg der

messbaren Induktivität für Materialien mit höherer Permeabilität. Die Messungen bestätigen somit die theoretischen Betrachtungen. Wird die Antenne in die Phantomflüssigkeit eingebracht, fällt die Eigenresonanzfrequenz auf 13 MHz. Da die Streukapazität proportional zur Permittivität des Mediums ist, ist ein entsprechender Anstieg des Kapazitätswertes zu erwarten. Die Eigenresonanzfrequenz fällt nach der Verkapselung von 58 MHz auf 46 MHz. Dies entspricht einem Anstieg des Kapazitätswertes um den Faktor 1,6. Die relative Permittivität des verwendeten Silikons ist mit 2,69 spezifiziert. Durch Einbringen in die Phantomflüssigkeit steigt die Kapazität weiter um den Faktor 12,52. Die Permittivität der Phantomflüssigkeit beträgt 12,54.

4.4.1.2 Lesegerät

Die Optimierung kann nun mit Hilfe der Gleichung 4.8 erfolgen. Gesucht ist der Einfluss der Werte N , d und D auf den Ausdruck $\frac{B_T}{U_T}$.

Der linke Ausdruck stellt den Quotienten aus Windungszahl der Antennenspule N_R und der Impedanz $\sqrt{R_R^2 + \omega^2 L_R^2}$ dar. Der rechte Ausdruck hängt nur von dem Antennendurchmesser und dem Abstand zum Transponder ab.

Nun können die in Kapitel 4.3.3 dargestellten Formeln für Induktivität L_R und den Verlustwiderstand R_R in den Ausdruck 4.8 eingesetzt werden. Zur Analyse wurden die Ausdrücke in Matlab eingegeben. Auf diese Weise ist eine einfache und schnelle Optimierung möglich. Die Optimierung soll für den in der Einleitung beschriebenen Anwendungsfall geschehen:

- Frequenz: $f = 6.78 \text{ MHz}$
- Abstand zum Transponder: $z_0 = 40 \text{ cm}$

Zunächst werden Leiterquerschnitt und Antennendurchmesser betrachtet: Abbildung 4.25 zeigt das Simulationsergebnis. Wie zu erkennen, steigt der Faktor mit der Querschnittsfläche D an. Rein rechnerisch würde er für eine bestimmte Querschnittsfläche ein Maximum erreichen. Jedoch ist eine Antenne, die größer als etwa einen viertel Meter ist, für diese Anwendung nicht handhabbar und deshalb ausgeschlossen. Aus der Praxis ist ein Wert von 26 cm vertretbar. Außerdem lässt sich bestätigen, dass der Ausdruck für große Leiterquerschnitte ebenfalls groß wird.

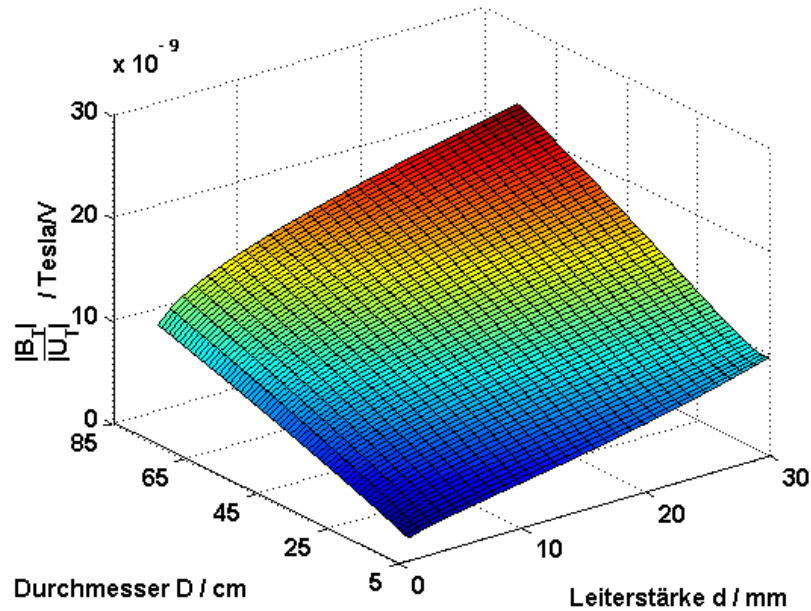


Abbildung 4.25: Einfluss des Spulen- und Leiterdurchmessers

In der folgenden Tabelle wurde der Optimierungsausdruck für verschiedene Windungszahlen berechnet (der Durchmesser D beträgt jeweils 26 cm).

Windungszahl	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\frac{B_T}{U_T} / 10^{-12}$	103,1	35,4	22,2	16,4	13,2	11,1	9,7	8,6	7,8

Tabelle 4.5: Einfluss der Windungszahl auf Optimierungsausdruck

Der Ausdruck ist maximal für eine Spule mit einer Windung. Dies ist für HF-Antennen ein praktikabler Wert.

Für die in dieser Arbeit zu Grunde gelegte Anwendung ist also eine Antennenspule mit $N=1$, $d=20$ mm, $D=26$ cm eine optimale Wahl!

4.4.2 Optimale Frequenz

Die im Transponderschwingkreis induzierte Spannung wird durch die beschriebenen Dämpfungseffekte verringert. Weiter ist die Spannung von der Frequenz abhängig. Die erarbeiteten Modelle der Antennen sowie die aus dem Ersatzschaltbild abgeleiteten Formeln 4.7 und 4.8 wurden verwendet, um die indu-

zierte Spannung zu ermitteln. Abbildung 4.26 zeigt das Ergebnis.

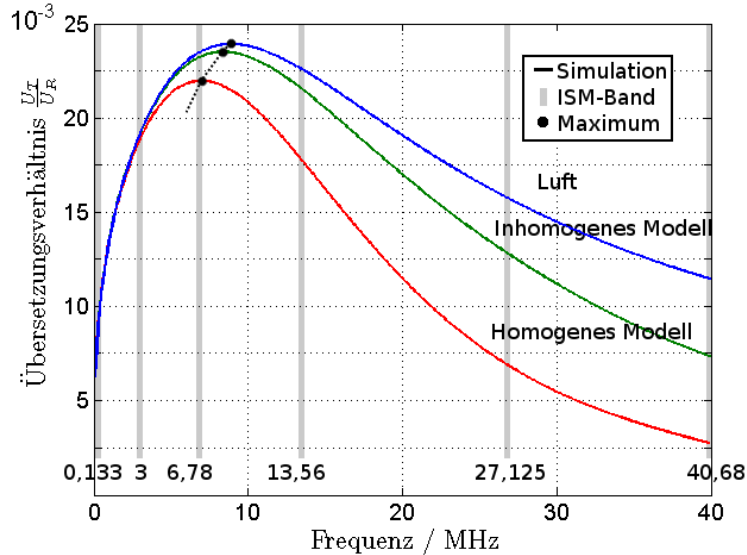


Abbildung 4.26: Einfluss des menschlichen Körpers auf die optimale Übertragungsfrequenz

Zunächst lässt sich sagen, dass zwischen dem LF- und dem HF-Bereich ein großer Unterschied besteht. Für niedrige Frequenzen wird weit weniger Spannung induziert als für Frequenzen aus dem HF-Bereich. Die Simulationen zeigen einen maximalen Spannungswert zwischen 7 MHz und 9 MHz. Befinden sich die Antennenspulen in Luft, liegt das Maximum bei etwa 9 MHz. Der optimale Frequenzwert sinkt, wenn sich menschliches Gewebe zwischen den Antennen befindet. Für das homogene Körpermodell fällt der Wert auf 7 MHz. Im inhomogenen Modell liegt er bei etwa 8,4 MHz. Das menschliche Gewebe senkt also den optimalen Frequenzwert herab, bei dem die maximale Spannung und damit die höchste Reichweite erreicht werden kann. Der optimale Frequenzwert befindet sich nahe des 6,78 MHz ISM Bandes. Im Vergleich zum 133 kHz Band ist die Spannung viermal größer. Bei 13,56 MHz ist die Spannung bereits um bis zu 20% gefallen.

4.4.3 Verbesserte Schirmung parasitärer elektrischer Felder

In Kapitel 4.3.4 wurde die Notwendigkeit eines elektrischen Schirmes diskutiert. Dabei wurde erläutert, dass durch parasitäre elektrische Felder der Lesegeräteantenne zusätzliche Verluste im Körper hervorgerufen werden. Diese leisten keinen Beitrag zur Energieversorgung des Transponders und sollten daher vermieden werden. Dabei ist es wichtig, dass die Schirmwirkung in unmittelbarer Nähe der Antenne vorhanden ist. Das magnetische Feld darf jedoch nicht negativ beeinflusst werden. Bei Lesegeräteantennen in Transpondersystemen häufig verwendete sogenannte Mantelschirme eliminieren das elektrische Feld erst in einem gewissen Abstand zur Antenne und sind daher nicht geeignet.

4.4.3.1 Ansatz

Eine Verbesserung würde ein Schirm bewirken, der das elektrische Feld unmittelbar hinter der Antennenspule abschirmt - wie ein Flächenschirm - gleichzeitig jedoch das magnetische Feld nicht negativ beeinflusst - wie ein Mantelschirm. Abbildung 4.27 (a) zeigt einen geerdeten Flächenschirm zur Schirmung

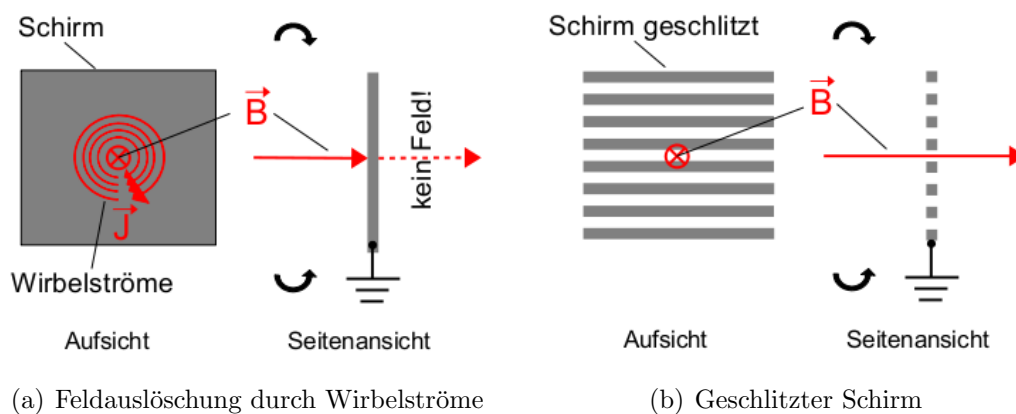


Abbildung 4.27: Beeinflussung des magnetischen Feldes durch elektrischen Schirm

elektrischer Felder. Das magnetische Wechselfeld einer Antennenspule induziert in dieser leitfähigen Fläche Wirbelströme \vec{J} . Diese Wirbelströme rufen ebenfalls magnetische Felder hervor, die von Ihrer Orientierung jedoch dem Feld der Antennenspule entgegengesetzt sind. Es kommt daher zur Auslöschung

der magnetischen Felder hinter dem Schirm. Um dies zu verhindern, kann der Schirm geschlitzt werden, wie in Abbildung 4.27 (b) gezeigt. Durch die Unterbrechung der Fläche können nun Wirbelströme nicht mehr fließen. Die elektrische Schirmwirkung bleibt jedoch erhalten, falls alle Streifen mit Erde verbunden werden.

Eine praktische Lösung zeigt Abbildung 4.28. Der Schirm besteht aus einer

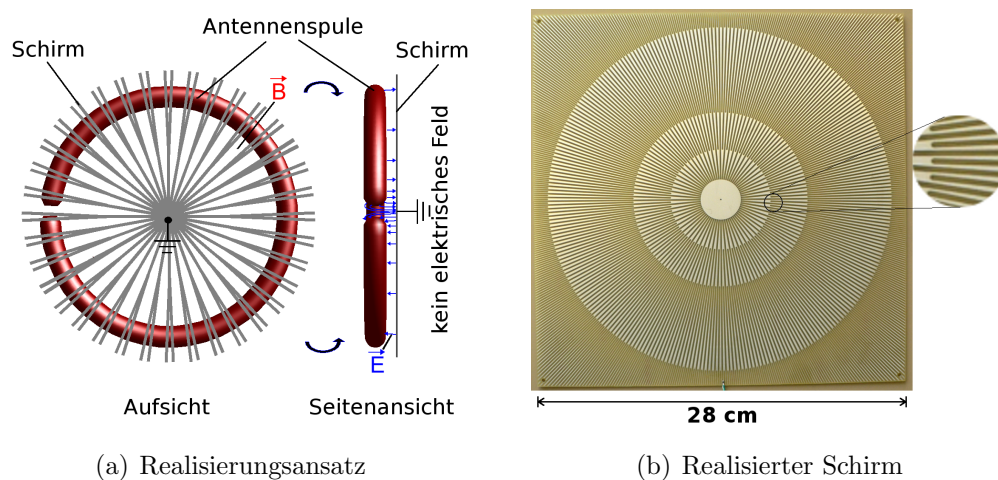


Abbildung 4.28: Verbesserte Schirmung für Nahfeldanwendungen

Kupferfläche, z.B. einer Leiterplatte, die radial streifenförmig unterbrochen ist. Durch die radiale Anordnung entsteht ein symmetrischer Aufbau, der eine minimale Beeinflussung des magnetischen Feldes garantiert. Zum Abschirmen des elektrischen Feldes sind diese Bahnen z.B. im Zentrum miteinander verbunden und geerdet. Das Bild zeigt eine nach diesem Prinzip gefertigte Leiterplatte. Eine messtechnische Verifizierung der Wirkungsweise eines solchen Schirmes wird im folgenden Kapitel durchgeführt.

4.4.3.2 Messtechnischer Nachweis

Die Wirkungsweise des elektrischen Schirmes soll nun durch eine Messung nachgewiesen werden. Die in Abbildung 4.28 dargestellte Leiterplatte wurde an die felderzeugende Antenne montiert. Aufgrund der kapazitiven Kopplung zwischen Antenne und Schirm kommt es zu einer leichten Verstimmung der Antennenspule, die sich jedoch problemlos durch Anpassung der Abstimmkapazität ausgleichen lässt. Der Antennenschwingkreis wurde über einen Anpassungs-

transformator durch einen Generator betrieben. Mit einem E-Feld-Messgerät der Firma Narda vom Typ EMR 20 wurde das elektrische Feld gemessen. Abbildung 4.29 (a) zeigt den Messaufbau.

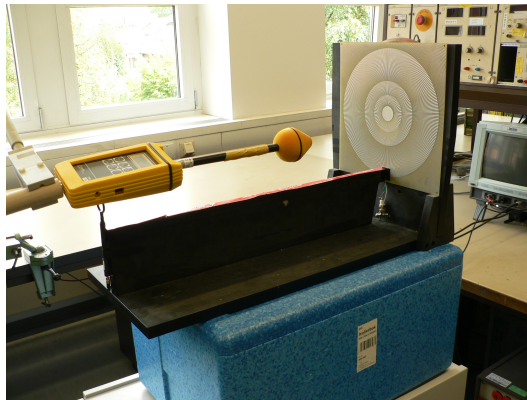


Abbildung 4.29: Messaufbau

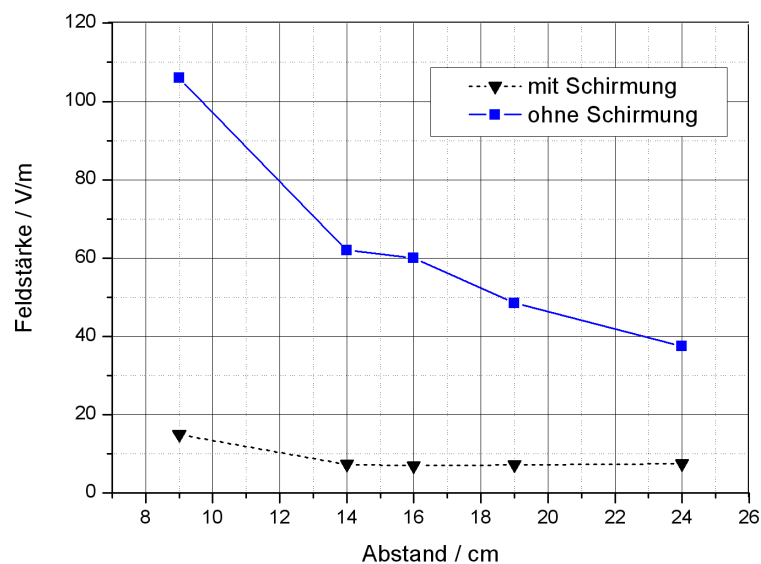


Abbildung 4.30: Messung der elektrischen Feldstärke

Das Diagramm in Abbildung 4.29 (b) zeigt die Messwerte. Gemessen wurde die elektrische Feldstärke für verschiedene Abstände zur Antennenspule. Die obere Kurve (Quadrate) zeigt die Messwerte ohne Schirmung, die untere (Dreiecke) mit Schirmung. Die Messung wurde durchgeführt mit einer Spannungs-

amplitude von 139 V über der felderzeugenden Antenne. Es ist eine deutliche Abnahme des elektrischen Feldes zu erkennen. Elektrische Felder werden also abgeschirmt. Geht man im Betrieb von einer maximalen Spannungsamplitude von 300 V aus, so würde die Feldstärke maximal $43 \frac{V}{m}$ betragen. Dieser Wert ist somit deutlich unter dem Grenzwert von $121 \frac{V}{m}$. Zur Kontrolle des magnetischen Feldes befindet sich am anderen Ende des Messaufbaus eine Magnetfeld-Sonde. Die dort induzierte Spannung beträgt ohne Schirm 13,9 mV und mit Schirm 13,8 mV. Die Schirmung dämpft also das magnetische Feld nicht.

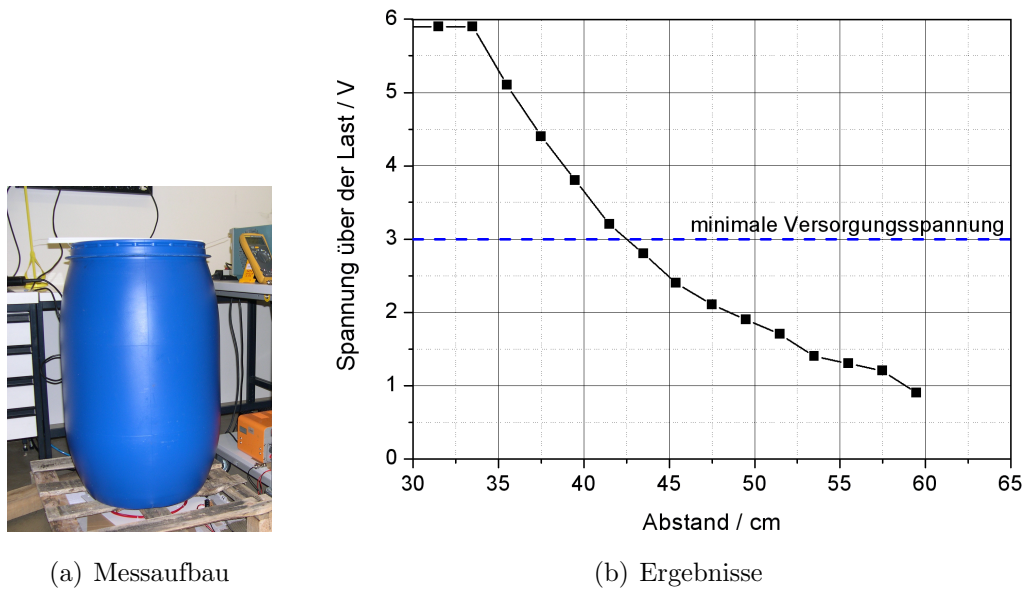
Der hier vorgestellte Schirm ist in der Lage, anders als herkömmliche Schirme, das elektrische Feld in direkter Umgebung der Antenne zu unterdrücken. Dies ist insbesondere für die hier vorgestellte Anwendung von Wichtigkeit, da die Antenne direkten Körperkontakt hat. Das magnetische Feld wird nicht negativ beeinflusst.

4.5 Messtechnische Bewertung

4.5.1 Messung der Energiereichweite

Ein Experiment soll zeigen, dass ein Sensortransponder innerhalb des menschlichen Körpers mit ausreichend Energie versorgt werden kann. Weiter soll die Energiereichweite ermittelt werden. Die felderzeugende Antenne wurde aus einem 2 cm Kupferrohr gefertigt. Diese wurde zu einer Leiterschleife mit einem Durchmesser von 26 cm geformt. Ein Test-Transponder wurde entwickelt, der es ermöglicht, die an der Transponder-Antenne induzierte Spannung zu messen und über eine optische Schnittstelle zu senden. Der Strombedarf der Transponderelektronik wird dabei durch einen Widerstand simuliert. Um den menschlichen Körper zu simulieren, wurde die Phantomflüssigkeit nach [37] verwendet. Das Ziel dieser Messung ist es, die induzierte Spannung zu messen, während der Transponder in unterschiedlichen Abständen zur Lesegeräte-Antenne in der Phantomflüssigkeit platziert wird. Dazu wurde die Phantomflüssigkeit in ein Fass gefüllt. Abbildung 4.31 (a) zeigt den Aufbau.

Die Transponder-Elektronik benötigt zum Betrieb eine minimale Spannung von 3 V. Die Energiereichweite ist also erreicht, wenn die Spannung am Widerstand diesen Wert unterschreitet. Abbildung 4.31 (b) zeigt die Messergebnisse.



(a) Messaufbau

(b) Ergebnisse

Abbildung 4.31: Messung der Energiereichweite im Phantomkörper

Die Messung wurde durchgeführt mit einer Spannungsamplitude über der Antennenspule zur Felderzeugung von 300 V. Dieser Wert wurde gewählt, da Abstimmkapazitäten mit entsprechender Spannungsfestigkeit erhältlich sind. Der Widerstand zur Simulation des Strombedarfs der Transponder-Elektronik hatte einen Wert von $60\text{ k}\Omega$. Diese Werte sind Erfahrungswerte aus vorangegangenen Mikrochip-Produktionen. Das Diagramm zeigt die Spannung an dem Widerstand für verschiedene Abstände. Wie zu erkennen, ist die Spannung für Abstände bis 43 cm ausreichend groß.

Das Experiment hat gezeigt, dass unter Verwendung der optimierten Antennen und Wahl der optimalen Frequenz eine Energiereichweite von ca. 40 cm möglich ist.

4.6 Zusammenfassung

Die induktive Energieübertragung zu einem tief im menschlichen Körper implantierten Sensortransponder wurde analysiert. Es hat sich gezeigt, dass menschliches Gewebe einen Einfluss auf die Energieübertragung hat. Dabei wird der optimale Frequenzwert, bei dem die maximale Spannung in der Transponder-Antenne induziert werden kann, erniedrigt. Eine ISM-Frequenz von 6,78 MHz

hat sich als optimales Band für diese Anwendung herausgestellt.

Die Einflüsse der Verkapselung und des menschlichen Gewebes auf die Antennenparameter wurden untersucht. Es lässt sich sagen, dass das Gewebe einen wesentlichen Einfluss auf die parasitäre Kapazität hat. Je nach geometrischer Beschaffenheit der Spulen kann die Wirkung durch entsprechende Verringerung der Abstimmkapazität ausgeglichen werden. Dabei ist darauf zu achten, dass die maximal mögliche Windungszahl durch diesen Effekt begrenzt wird.

Mit Hilfe eines Ersatzschaltbildes der Übertragungsstrecke wurden Ausdrücke zur Optimierung der Antennen hergeleitet. Zusammen mit den gewonnenen Erkenntnissen über die Antenneneigenschaften ist eine Optimierung für die hier beschriebene Anwendung durchgeführt worden. Messungen haben die Ergebnisse bestätigt.

Ein neuer elektrischer Schirm verringert das Eindringen parasitärer elektrischer Felder der felderzeugenden Antennen in den menschlichen Körper. Dadurch werden zusätzliche Verluste vermieden.

Mit Hilfe der optimierten Antennen und einer Frequenz von 6,78 MHz ist eine Energiereichweite von 43 cm experimentell nachgewiesen worden. Dabei wurde ein Phantom zur Simulation des Körpereinflusses verwendet.

Kapitel 5

Datenübertragungsverfahren für hohe Reichweiten

Dieses Kapitel behandelt die Datenübertragung zwischen Transponder und Lesegerät. Ein Sensortransponder-System wird für die in dieser Arbeit beschriebene medizinische Anwendung erst nutzbar, wenn die Anforderungen an die Datenübertragungsrate erfüllt werden.

Zunächst werden die Kanaleigenschaften dieses Systems untersucht. Es wird gezeigt, dass die Anforderungen mit herkömmlichen Übertragungstechniken, wie Lastmodulation, nicht zu erfüllen sind. Es werden verschiedene Ansätze präsentiert, die eine Verbesserung möglich machen. Weiter wird ein neuartiges Übertragungsverfahren vorgestellt, welches wesentliche Vorteile gegenüber herkömmlichen Verfahren bietet und die Anforderungen erfüllen kann.

5.1 Anforderungen und Vorüberlegungen

An das Datenübertragungsverfahren in neuartigen Systemen werden die folgenden wesentlichen Anforderungen gestellt: Geringe Antennenabmessungen des Transponders, eine hohe Reichweite bei vorhandenen Dämpfungseffekten und die geforderte Datenrate. Weiter muss das Verfahren mit den Antennenparametern funktionieren, die zur Maximierung der Energiereichweite ermittelt wurden. Ein Datenübertragungsverfahren muss unter diesen Gegebenheiten eine Übertragung der Sensordaten ermöglichen.

5.1.1 Einschränkungen durch die Energieübertragung

Zum Betrieb eines passiven Sensortransponders müssen sowohl Energie- als auch Datenübertragung möglich sein. Der Sensortransponder muss zu jeder Zeit mit genügend Energie versorgt werden. Um dies über die geforderte Distanz, trotz Dämpfungseffekten durch Körpergewebe, zu erreichen, ist eine entsprechende Dimensionierung der Antennen durchgeführt worden (vgl. Kapitel 4.4). Die Auslegung der Antennenparameter hat einen direkten Einfluss auf den Datenübertragungskanal. Beispielsweise hat die Güte einer Antenne einen Einfluss auf die Bandbreite des Übertragungskanals.

Für eine schaltungstechnische Umsetzung ergeben sich insbesondere auf der Transponderseite weitere Einschränkungen: Eine Modulator-Schaltung muss einfach und energiesparend sein. Da die Chipfläche begrenzt ist, ist darauf zu achten, mögliche Schaltungen in ihrer Anzahl an Bauelementen zu minimieren. Jeder zusätzliche Energiebedarf verschlechtert die Eigenschaften des Gesamtsystems. Dies würde letztlich zur Verringerung der Reichweite führen.

5.2 Untersuchung der physikalischen Eigenschaften des Übertragungskanals

In diesem Kapitel wird auf die Eigenschaften des Übertragungskanals eingegangen. Die Dimensionierung der Antennen ist dabei durch Ergebnisse aus Kapitel 4.4 vorgegeben. Kanalbandbreiten und Störeinflüsse werden betrachtet. Es werden vorhandene Rauschquellen auf ihre Bedeutung für die Signalübertragung hin untersucht.

5.2.1 Herleitung eines Kanalmodells

Zunächst wird mittels Ersatzschaltbild analytisch eine Übertragungsfunktion ermittelt. Mit Hilfe dieser Funktion ist die Vorhersage von Signalstärken und Bandbreiten möglich.

Abbildung 5.1 zeigt einen vereinfachten Aufbau der Übertragungsstrecke. Im Lesegerät wird mit Hilfe des Generators und der Antennenspule ein magnetisches Wechselfeld erzeugt. Dieses Wechselfeld durchdringt die Fläche der Transponderantenne und induziert dort eine Spannung. Diese wird verwendet,

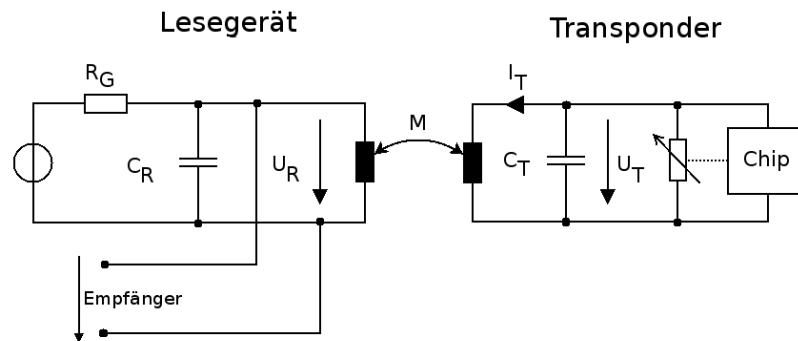


Abbildung 5.1: Vereinfachtes Modell der Übertragungsstrecke

um den Chip zu versorgen. Dabei wird ein Parallelschwingkreis eingesetzt, um die Spannungsüberhöhung auszunutzen. Der sich in diesem Schwingkreis einstellende Strom I_T erzeugt nun wiederum ein Gegenfeld, welches in seiner Orientierung dem Feld des Lesegerätes entgegengesetzt ist. Dieses Feld induziert nun wiederum in der Antennenspule des Lesegerätes eine Spannung. Diese überlagert sich mit der vom Generator erzeugten Spannung. In Folge dessen wird die Spannung über der Antenne gedämpft. Diese Spannung wird dann an einen Empfänger gegeben. Zur Übertragung eines Datensignals wird nun bei der Lastmodulation die Spannung U_T z.B. durch Veränderung der Chipimpedanz beeinflusst. Dies wird durch Zuschalten einer ohmschen Last realisiert. Diese Laständerung führt letztlich zur Änderung der Spannungsamplitude über der Lesegeräte-Antenne. Diese Amplitudenänderung muss nun im Lesegerät detektiert werden. Die zu erwartenden Amplitudenwerte werden im Kapitel 5.3 ermittelt. Da neben den Antennenparametern auch die Eigenschaften des Generators und der Last einen Einfluss auf den Übertragungskanal haben, wird im Folgenden das vollständige System betrachtet.

5.2.1.1 Kanalübertragungsfunktion

Aus dem Modell in Abbildung 5.1 soll nun ein Ersatzschaltbild hergeleitet werden. Die Spannung an der Lesegeräte-Antenne setzt sich aus der Summe der vom Generator verursachten Spannung und der vom Transponder induzierten Spannung zusammen. Es kann also das Superpositionsprinzip angewendet werden. Dadurch vereinfacht sich das Ersatzschaltbild, da es keine Ströme und Spannungen enthalten muss, die zum Pfad der Energieübertragung gehören.

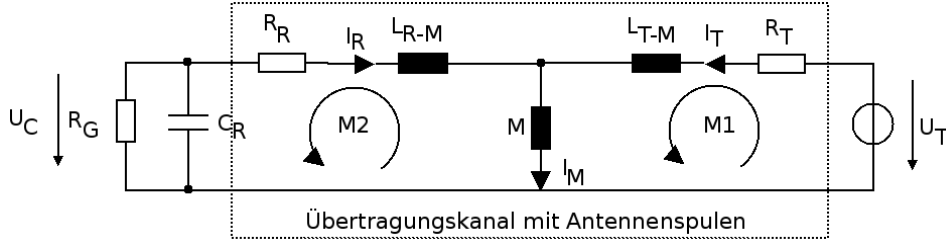


Abbildung 5.2: Ersatzschaltbild des Datenübertragungskanal

Abbildung 5.2 zeigt das Ersatzschaltbild. Die Variation der Spannung U_T über dem Chip kann hier nun als Spannungsquelle U_T modelliert werden. Die Übertragungsstrecke wird durch das Transformatorersatzschaltbild repräsentiert. Die Gegeninduktivität M beschreibt die magnetische Kopplung. Verluste in den Antennen und im menschlichen Gewebe werden durch die Widerstände R_R und R_T modelliert. Da die Kapazität C_T parallel zur Spannungsquelle geschaltet ist und damit keinen Beitrag zur Spannung über der Antenne liefert, kann sie hier weggelassen werden. Der Antennenschwingkreis im Lesegerät kann als Parallelschaltung aus der Antenne L_R und der Abstimmkapazität C_R betrachtet werden. Der Generator darf durch seinen Innenwiderstand R_G modelliert werden. Nach Kirchhoff kann mit einem Maschenumlauf ein lineares Gleichungssystem aufgestellt werden. Dieses Gleichungssystem kann aufgelöst und nach der Übertragungsfunktion $H_{T-R} = \frac{U_C}{U_T}$ umgestellt werden. Die vollständige Berechnung befindet sich im Anhang. Es ergibt sich eine ganzrationale Funktion 4. Ordnung:

$$H_{T-R} = \frac{U_C}{U_T} = \frac{a_1\omega^2 + a_2\omega + a_3}{b_1\omega^3 + b_2\omega^2 + b_3\omega + b_4}$$

$$\begin{aligned} \text{mit } a_1 &= 0, \\ a_2 &= j\frac{M}{C_R}, \\ a_3 &= 0, \\ b_1 &= M^2 - L_R L_T, \\ b_2 &= jL_T R_R + jR_T L_R, \\ b_3 &= R_R R_T + \frac{L_T}{C_R}, \\ b_4 &= -j\frac{R_T}{C_R} \end{aligned}$$

Die Übertragungsfunktion besitzt eine Nullstelle bei $\omega_0 = 0$ und eine Polstelle bei

$$\omega_p = \sqrt{\frac{L_T}{(L_R L_T - M_{RT}^2) C_R}}$$

Die Nullstelle liegt außerhalb des Frequenzbereichs des Datensignals und stört dieses daher nicht. Die Position der Polstelle ist abhängig von der Gegeninduktivität M und somit vom Abstand zwischen Transponder- und Lesegeräte-Spule. Im folgenden Kapitel findet eine Analyse der hergeleiteten Übertragungsfunktion mit Parametern für das hier beschriebene System statt.

5.2.2 Kanaleigenschaften

Die in Kapitel 4 ermittelten Werte $L_R = 409 \text{ nH}$, $R_R = 9.8 \text{ m}\Omega$, $C = 1.1 \text{ nF}$, $R_T = 2.4 \text{ }\Omega$ und einer Gegeninduktivität von $M = 11,4 \cdot 10^{-11} \text{ H}$ (Bestimmung von M siehe Anhang) in einem Abstand von 30 cm, können nun eingesetzt werden. Es ergibt sich ein Verlauf der Übertragungsfunktion über der Frequenz, wie in Abbildung 5.3 dargestellt.

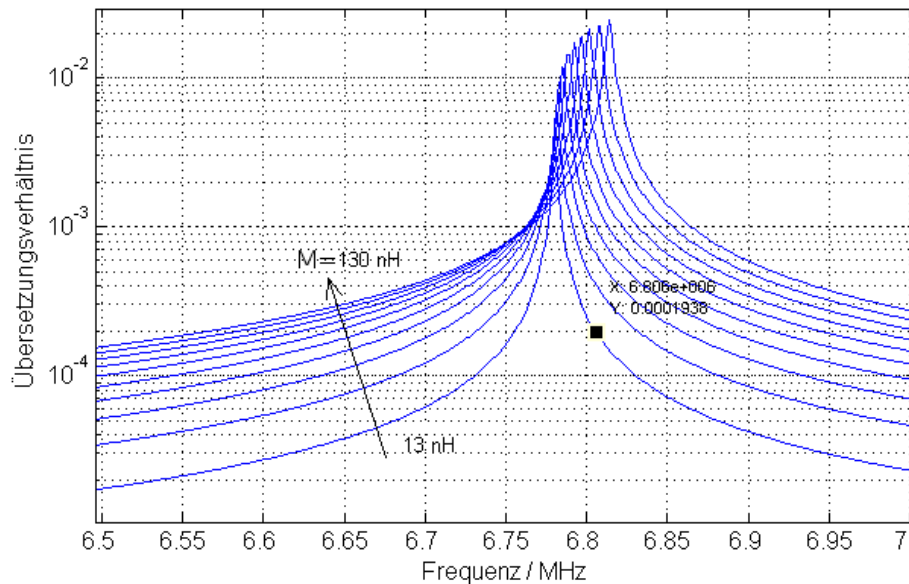


Abbildung 5.3: Auswertung der Übertragungsfunktion

Übersetzungsverhältnis

Die Übertragungsfunktion zeigt das Übersetzungsverhältnis $\frac{U_C}{U_T}$ über der Frequenz. Zu sehen ist die Übertragungsfunktion für verschiedene Gegeninduktivitäten M bzw. verschiedenen Abständen zwischen Lesegerät und Transponder, wobei eine Gegeninduktivität von $M = 11,4 \cdot 10^{-11} H$ einem Abstand von etwa 30 cm entspricht (siehe Berechnung im Anhang). Bei einer Datenrate von 13 kBit/s befinden sich die Seitenbänder unter Verwendung von Manchesterkodierung bei $6,78 MHz \pm 26 kHz$. Für einen Abstand von etwa 30 cm beträgt das Übersetzungsverhältnis $196 \cdot 10^{-6}$.

Moduliert also ein Transponder mit einer Amplitude von etwa 1 V und 26 kHz das Trägersignal an der Transponder-Antenne, so würde die Trägeramplitude an der Lesegeräte-Antenne um einen Effektivwert von etwa $200 \mu V$ beeinflusst. Vergleicht man diesen Wert mit der Empfindlichkeit gängiger Kurzwellenempfänger, die häufig unter $1 \mu V$ angegeben werden, so lässt sich sagen, dass die geringe Amplitude des Signals zunächst keine Einschränkung darstellt.

Verstimmung

Für geringere Abstände ist eine Verschiebung der Polstelle ω_p und somit des Maximums der Übertragungsfunktion zu beobachten. Dies ist in der Tatsache begründet, dass der Antennenschwingkreis verstimmt wird. Je geringer der Abstand, desto größer die magnetische Kopplung und damit die Beeinflussung. Liegt die Polstelle im Frequenzbereich des Datensignals, so ist eine Störung zu erwarten. In Kapitel 5.2.3 wird dazu die Auswirkung auf das Basisbandsignal verdeutlicht.

Bandbreite

Der Parallelschwingkreis aus Antennenspule und Abstimmkapazität ist ein Bandpass erster Ordnung. Unter Verwendung von Lastmodulation ist die Bandbreite entscheidend für die maximal mögliche Datenrate. Die Bandbreite ist definiert als der spektrale Abstand zwischen den Werten, bei denen die Amplitude zur Hälfte abgeschwächt ist. Nach Abbildung 5.3 beträgt dieser Wert etwa 24 kHz. D.h. im Basisbandbereich stehen 12 kHz zur Verfügung. Dieser Wert wird durch die Eigenschaften der Antennenspule und der des Generators

bestimmt. Dabei gilt laut [5]:

$$\Delta f = \frac{f}{Q}$$

Die Güte Q wird dabei aus der Antennengüte und des Innenwiderstandes des Generators bestimmt und beträgt hier $Q = 282,5$. Aus diesem Zusammenhang ergibt sich das aus der Transpondertechnik bekannte ‐Güte-Bandbreite-Problem‐ [44]. Ist die Güte hoch und damit die Energiereichweite ebenfalls hoch, so ist die Bandbreite gering. Bei gleicher Datenrate wird die Lesereichweite durch eine geringere Signalamplitude eingeschränkt. Die Auswirkung der Bandbegrenzung auf das manchesterkodierte Datensignal wird im folgenden Kapitel diskutiert.

5.2.3 Signalverzerrungen und Störungen

Das Datensignal wird durch die Übertragungsfunktion spektral geformt. Dabei wird das Datensignal beispielsweise in seiner Bandbreite eingeschränkt und somit verzerrt. Eine Verstimmung des Antennenschwingkreises führt zur Überlagerung einer Schwebung.

Zur weiteren Untersuchung des Einflusses auf ein Datensignal ist eine Betrachtung im Zeitbereich sinnvoll. Die Übertragungsfunktion hat die Charakteristik eines Bandpasses. Zur Betrachtung im Basisbandbereich kann daher die Übertragungsfunktion eines Tiefpasses erster Ordnung angenommen werden:

$$H_{TP}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau}$$

Mit $\tau = \frac{2Q}{\omega}$.

Wie bereits beschrieben, wird das Datensignal in seiner **Bandbreite** begrenzt. Der Einfluss auf das Datensignal soll nun genauer gezeigt werden. Der Tiefpass ist in seiner Wirkung mit einem Integrator vergleichbar. Bei einem Integrator erhöht sich während einer Symboldauer der Pegel des Ausgangssignals auf einen Wert proportional der im Symbol enthaltenen Energie. Diese Energie wird während der folgenden Symbolzeit wieder abgebaut und addiert sich zur Energie des nächsten Symbols. Der Signalpegel klingt also über die Dauer eines Symbols hinaus ab. Man kann also sagen, dass ein Symbol das folgende Symbol beeinflusst. Man spricht auch von Intersymbolinterferenz. Abbildung 5.4 zeigt beispielhaft ein Manchestersignal mit Intersymbolinterferenz.

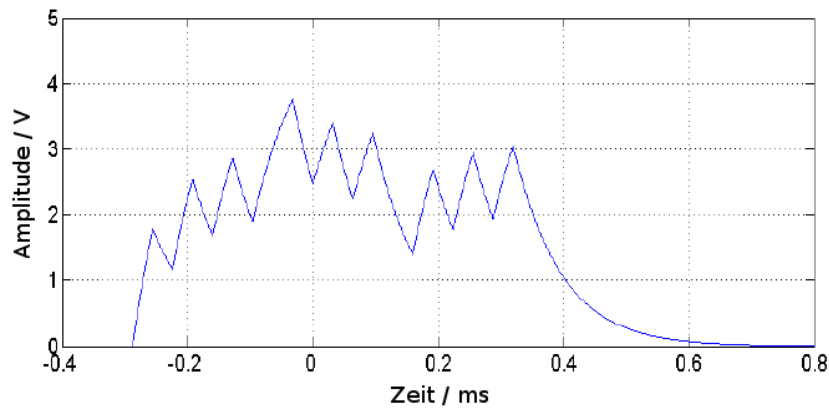


Abbildung 5.4: Beispiel der Auswirkung von Bandbegrenzung

Die Impulsantwort der Übertragungsstrecke kann nach Grundlagenliteratur folgendermaßen beschrieben werden:

$$u_a(t) = \hat{u} \cdot e^{-t/\tau}, \text{ mit } \tau = \frac{Q}{\pi f}$$

Mit Q ist die Güte der Antenne gemeint und f ist die Mittenfrequenz. Bei Intersymbolinterferenz ist der Wert der Übertragungsfunktion nach einer Symboldauer größer null. Abbildung 5.5 zeigt beispielhaft den Zusammenhang zwischen Güte, Symbolrate und Intersymbolinterferenz.

Die y-Achse zeigt die Anzahl der Symbole, die beeinflusst wurden. Dabei zählt ein Symbol als beeinflusst, wenn die Signalamplitude um mehr als 10 % abweicht. Bei einer Datenrate von 100 kBit/s und einer Güte von 1000 wären also etwa 20 Folgesymbole betroffen. Das in der Anforderung beschriebene Manchester-Signal hat eine Symbolrate von 13 kHz und bedingt durch die Kodierung Frequenzkomponenten bei 26 kHz. In diesem Fall werden 5 Folgesymbole beeinflusst.

Durch die Verzerrung des Signals aufgrund Intersymbolinterferenz entsteht im Empfänger eines Lesegerätes entsprechender Signalverarbeitungsaufwand zur Rekonstruktion des Datensignals.

Im Folgenden wird der Einfluss der **Verstimmung** der Lesegeräte-Antenne auf das Basisbandsignal betrachtet.

Abbildung 5.6 zeigt die Basisbandübertragungsfunktion für verschiedene Abstände zwischen Lesegerät und Transponder. Für hohe Abstände (unterste) entspricht die Übertragungsfunktion einem Tiefpass erster Ordnung. Für gerin-

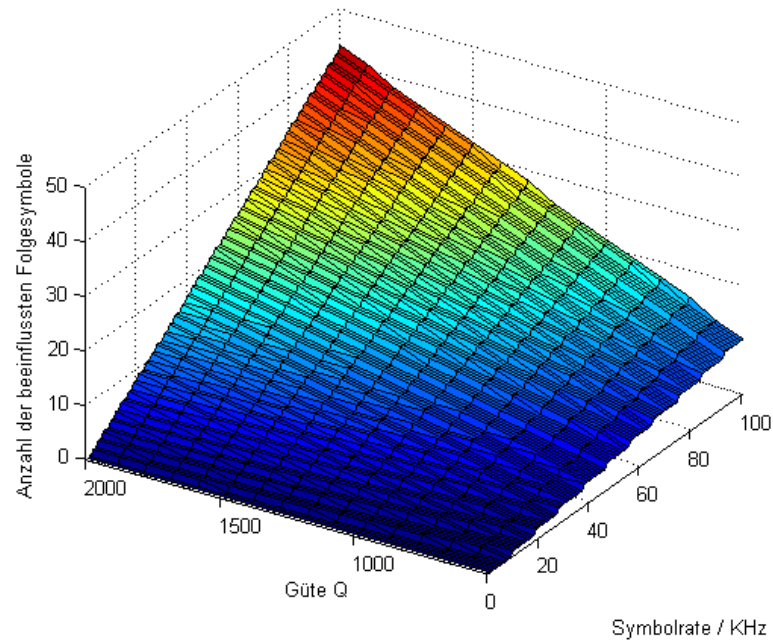


Abbildung 5.5: Einfluss der Güte und der Symbolrate auf die Inter-symbolinterferenz

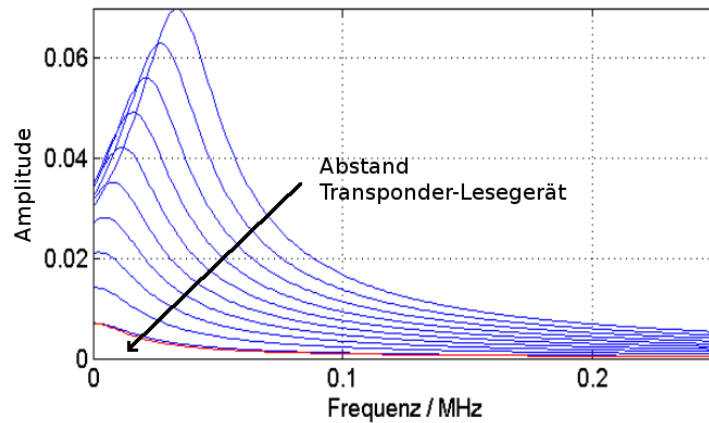


Abbildung 5.6: Betrachtung der Basisbandübertragungsfunktion

gere Abstände ist zu beobachten, dass die Funktion eine Extremstelle aufweist. Die Ursache hierfür liegt in einer Verstimmung der Lesegeräte-Antenne durch den Transponder. Im Idealfall wird der Schwingkreis im Lesegerät durch den Generator mit seiner Eigenresonanzfrequenz angeregt. Diese ergibt sich aus der Antenneninduktivität $L_R + M$ und der Abstimmkapazität C_R . Befindet

sich nun der Transponder in geringem Abstand zur Antenne, so erhöht sich die Gegeninduktivität M . Für zunehmende Gegeninduktivität nimmt die Gesamtinduktivität der Antenne ebenfalls zu. Die Folge ist eine Verstimmung zu einer höheren Frequenz. Dadurch tritt eine Verformung des Datensignals auf. Die entsprechenden Frequenzkomponenten des Signals, die im Bereich der Extremstelle liegen, werden verstärkt. Das Signal bekommt eine "Schwebung". Dies wird anhand der Abbildung 5.7 beispielhaft verdeutlicht.

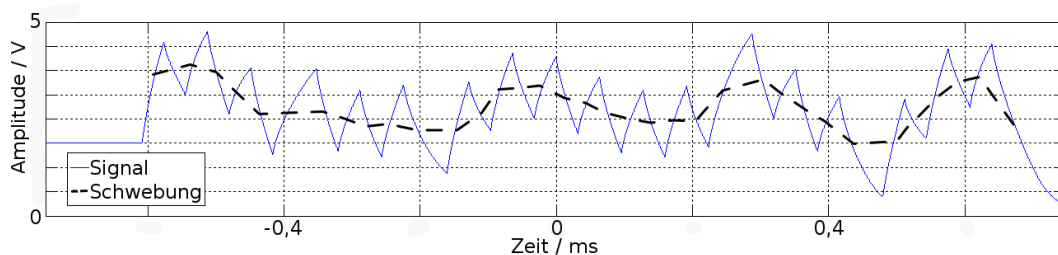


Abbildung 5.7: Beispielhafte Verdeutlichung des Einflusses der Verstimmung auf ein Basisbandsignal

Wie zu erkennen, ist dem Datensignal eine Schwebung überlagert. Die im Datensignal enthaltenen Symbole werden verformt. Die Frequenz der Schwebung ist im Empfänger unbekannt. Dies erschwert die Dekodierung im Lesegerät.

5.2.4 Rauschquellen

In einem Sensortransponder-System existieren verschiedene Rauschquellen. Deren Rauschspannungen und Rauschströme überlagern sich mit dem Empfangssignal. Das dadurch resultierende Signal-zu-Rauschverhältnis ist ein Maß für die Qualität des Empfangs und bestimmt letztlich die Lesereichweite. Das Verhältnis zwischen fehlerhaft erkannten und gesendeten Bits, auch BER (Bit Error Rate) genannt, hängt direkt vom Signal-zu-Rauschverhältnis ab. Im Folgenden werden daher alle Rauschquellen betrachtet. Anschließend werden sie anhand ihres Einflusses auf das Signal-zu-Rauschverhältnis bewertet.

In Abbildung 5.8 sind die Rauschquellen in einem Sensortransponder-System dargestellt. Zur Vereinfachung analytischer Betrachtungen werden Rauschquellen in einem System üblicherweise als äquivalente Eingangsrauschspannungs-

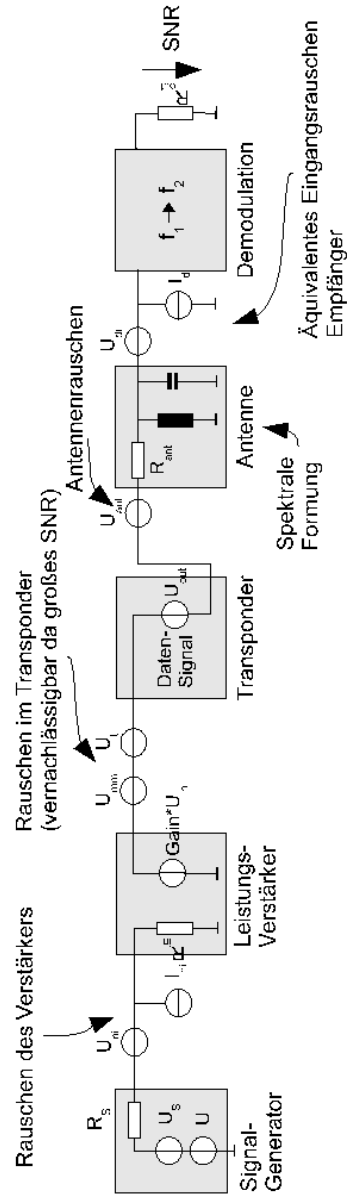


Abbildung 5.8: Rauschquellen im Sensortransponder-System

und Stromquellen modelliert. D.h. alle Rauschgrößen werden mit Hilfe der internen Verstärkung des Systems auf äquivalente Eingangsgrößen umgerechnet. Der Leistungsverstärker besitzt somit eine Eingangsrauschspannungsquelle U_{ni} und eine Eingangsrauschstromquelle I_{ni} . Der Empfänger U_{di} und I_{di} . Weitere Rauschquellen existieren im Generator U_s und in der Antenne. Die Rauschquellen im Transponder U_t können vernachlässigt werden, da das Signal-zu-Rauschverhältnis im Transponder sehr hoch ist. Jede der Quellen gibt eine

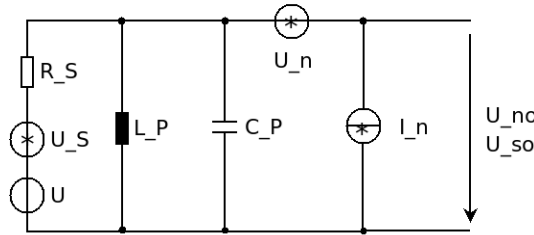


Abbildung 5.9: Ersatzschaltbild zur Rauschsimulation

spektrale Rauschspannungs- bzw. Rauschstromdichte an. Um das Signal-zu-Rauschverhältnis am Empfänger bestimmen zu können, ist es notwendig, die Effektivwertspannungen zu kennen. Es muss also die Rauscheffektivwertspannung ermittelt werden, die durch alle Quellen am Eingang des Empfängers erzeugt wird.

5.2.4.1 Rauschen des Leistungsverstärkers

Der Leistungsverstärker fügt dem Trägersignal zusätzliches Rauschen hinzu. Dieses setzt sich beispielsweise aus Schrotrauschen von pn-Übergängen oder thermisches Rauschen von Widerständen zusammen. Die Rauscheffektivwertspannung am Ausgang des zur Verfügung stehenden Leistungsverstärkers (Noise Figure 16 dB) wurde mit 2,3 mV gemessen (Messtechnik siehe [38]). Durch die Resonanzüberhöhung der Antenne werden Rauschanteile in der Nähe der Resonanzfrequenz verstärkt. Abbildung 5.9 zeigt ein Ersatzschaltbild der Anordnung (vgl. [39]). Es besteht aus einem Signalgenerator mit Verstärker U und der Rauschspannungsquelle U_s , dem Innenwiderstand des Generators R_s , dem Antennenschwingkreis aus L_P und C_P und den äquivalenten Eingangsrausquellen U_n und I_n des Empfängers. Die spektrale Rauschspannungsdichte U_{so} setzt sich aus den Rauschspannungsdichten und Rauschstromdichten zusammen. Dabei wird die Rauschspannung der Signalquelle mit der Verstärkung des Systems multipliziert, welche sich aus der Resonanzüberhöhung ergibt.

Mit Hilfe einer Spice-Simulation kann die Effektivrauschspannung am Empfänger einfach bestimmt werden. Abbildung A.3 (im Anhang) zeigt die verwendete Spice-Simulation. Es wurden die entsprechenden Parameter der Antenne und des Verstärkers verwendet. Bei der Rauschsimulation mit Spice wird

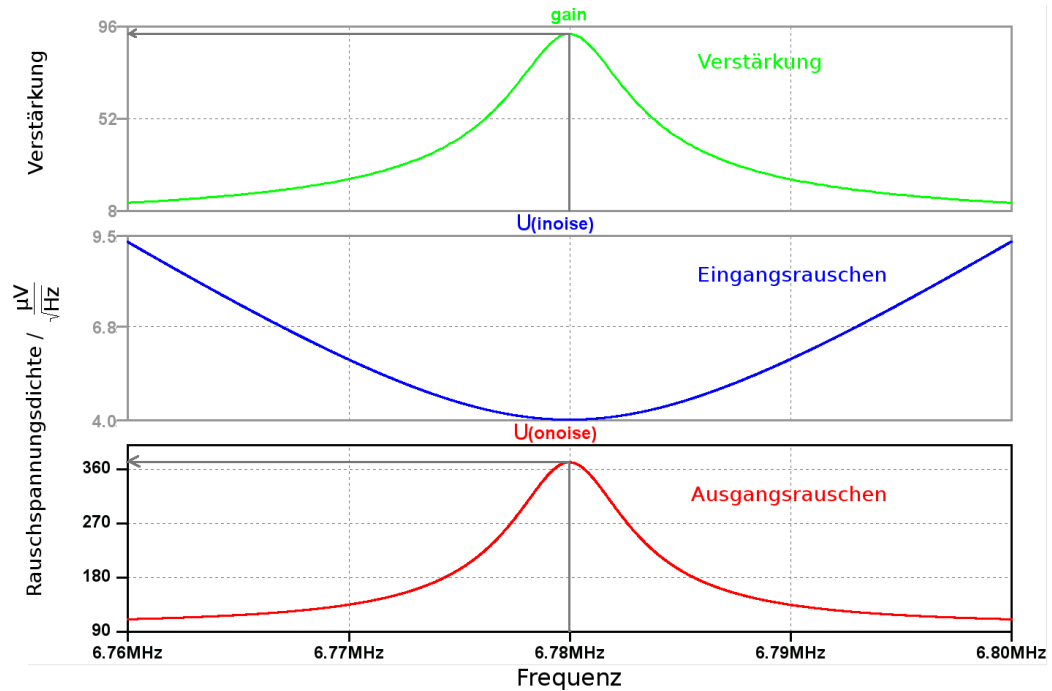


Abbildung 5.10: Ergebnisse zur Rauschsimulation

Weisses Rauschen zu Grunde gelegt. Man erhält die Verstärkung des Systems sowie Ein- und Ausgangsrauschspannungsdichten im Frequenzbereich. Abbildung 5.10 zeigt die Ergebnisse.

Die spektrale Formung des Weissen Rauschens durch den Antennenschwingkreis ist gut zu erkennen. Die Rauschspannungsdichte ist nahe der Trägerfrequenz am größten. Den Effektivwert der Rauschspannung erhält man, indem man die Rauschleistungsdichte über die Eingangsbandbreite des Empfängers aufintegriert. Mit einer Bandbreite von 100 kHz im Frequenzbereich eines lastmodulierten Signals ergibt das einen Wert von etwa 115 mV.

5.2.4.2 Rauschen der Antenne

In der Induktivität der Antenne wird kein Rauschen erzeugt. Da die Antenne aber nicht ideal ist, besitzt sie einen reellen Widerstand. In jedem ohmschen Widerstand werden Rauschspannungen durch sogenanntes thermisches Rauschen verursacht. Die spektrale Rauschspannungsdichte kann nach [39] folgendermaßen bestimmt werden:

$$U_{Ant} = \sqrt{4KTR_{Ant}\Delta f} \simeq 2nV/\sqrt{Hz}$$

Mit K der Boltzmannkonstante, T der absoluten Temperatur und R_{Ant} dem Realteil der Antennenimpedanz. Für eine Empfänger-Bandbreite von 100 kHz ergibt sich etwa 630 nV.

5.2.4.3 Man-Made-Noise

Der zunehmende technische Fortschritt und der damit verbundene Einsatz von elektrischen Geräten hat einen Anstieg der sogenannten Emission elektromagnetischer Störungen zur Folge. Diese Signale entstammen zwar keinem stochastischen Prozess, werden aber in der Nachrichtentechnik zum Rauschen dazugezählt.

Um die Größenordnung des Man-Made-Noise festzustellen, wurden mehrere Messungen mit einem Spektrumanalysator und der verwendeten Lesegeräteantenne als Empfangsantenne durchgeführt. Abbildung 5.11 zeigt das Spektrum, aufgenommen am 15.05.2009 im Labor des Institutes.

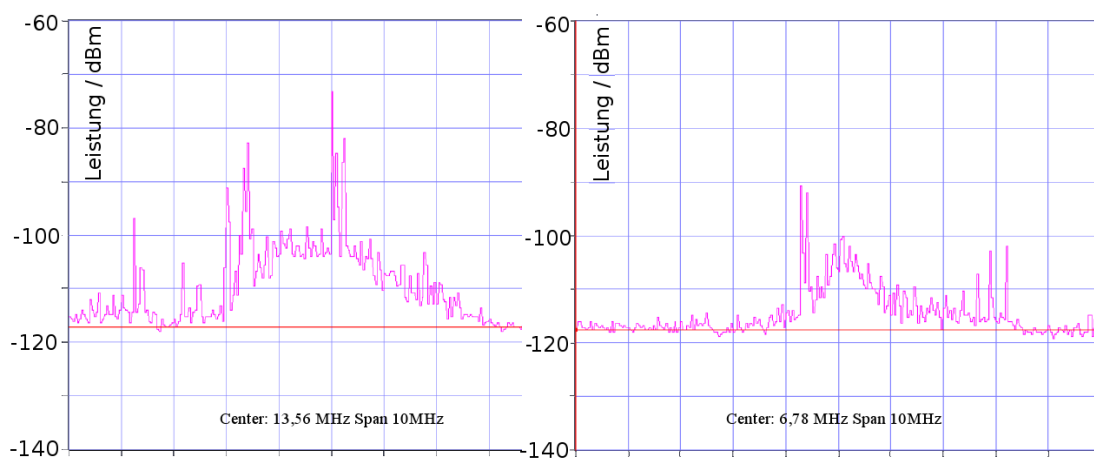


Abbildung 5.11: Man-Made-Noise, aufgenommen mit Lesegeräte-Antenne

Zu sehen sind die Frequenzbereiche 13,56 MHz und 6,78 MHz. Die Ordinatennachse zeigt die Leistung in dBm. Der Verlauf des Rauschteppichs wird durch die Resonanz der Antenne verursacht. Tabelle 5.1 zeigt eine Zuordnung zu Quellen der zu sehenden Störer. Das Plasmagerät befindet sich in einem benachbarten Labor. Im Mittel bewegen sich die Störer also in einem Leistungsbereich von -90 dBm, was einer Effektivwertspannung am Empfänger von $350 \mu V$ entspricht.

Frequenz / MHz	Leistung/dBm	Herkunft
11,92	-92	KW-Rundfunkstation
12,96	-94	KW-Rundfunkstation
13,56	-74	Plasmagerät
13,84	-84	KW-Rundfunkstation
15,36	-96	KW-Rundfunkstation
15,68	-97	KW-Rundfunkstation

Tabelle 5.1: Zuordnung der Störer

5.2.4.4 Vergleich der Rauschquellen

Die wesentlichen Rauschquellen wurden analysiert und deren Beitrag zum Rauscheffektivwert am Empfänger bestimmt. Der Leistungsverstärker leistet einen Beitrag zum Rauscheffektivwert von 115 mV. Der Beitrag des Eingangsverstärkers im Empfänger am Rauschen ist mit nur etwa 0,1 % vernachlässigbar klein. Die in der Antenne erzeugte Rauschspannung ist mit 630 nV ebenfalls vernachlässigbar. Das Signal-zu-Rauschverhältnis wird also wesentlich durch das Rauschen des Leistungsverstärkers bestimmt. Andere Rauschquellen sind daher nahezu vernachlässigbar.

5.3 Analyse der Kanaleigenschaften bei Lastmodulation

In diesem Kapitel soll abgeschätzt werden, inwieweit vorhandene Übertragungstechniken, die aus der Transpondertechnik bekannt sind, angewendet werden können. Wesentliche Kriterien sind dabei das zu erwartende Signal-zu-Rauschverhältnis bzw. die BER, die erreichbare Datenrate und Störanfälligkeit. An das Übertragungssystem werden hohe Anforderungen gestellt. Der erhöhte Energiebedarf des Sensortransponders, die hohe Reichweite, die dazu relativ kleinen Antennen und die Dämpfungen durch Körpergewebe erfordern Antennen hoher Güte. Dadurch wird die in herkömmlichen Transponder-Systemen immer vorhandene Problematik der Lesereichweite weiter verschärft. Es ist also zu erwarten, dass mit herkömmlichen Übertragungstechniken, wie

Lastmodulation, die Anforderungen an Datenrate und Lesereichweite nicht zu erfüllen sind.

5.3.1 Bestimmung der Signal-zu-Rausch und Signal-zu-Trägerverhältnisse

In diesem Kapitel werden die zu erwartenden Signal-zu-Rausch- und Signal-zu-Trägerverhältnisse ermittelt. Dadurch wird eine Beurteilung des Übertragungskanals ermöglicht. Zunächst müssen Signalamplituden und Trägeramplituden bestimmt werden.

5.3.1.1 Abschätzung der Signalstärke unter Verwendung von Lastmodulation

Um eine Aussage über die Signalqualität am Empfänger geben zu können, müssen zunächst die Signalstärken bestimmt werden. In Kapitel 5.2 wurde bereits die Übertragungsfunktion analytisch hergeleitet. Sind die Frequenzkomponenten des zu übertragenden Datensignals bekannt, kann die Signalamplitude am Empfänger bestimmt werden.

Lastmodulation

In RFID-Systemen nach ISO wird zur Kanalkodierung der Daten meist ein Manchesterkode eingesetzt. Wie in Kapitel 3 erörtert, wird eine Datenrate von etwa 13 kBit/s benötigt. Nach der Manchesterkodierung entsteht so ein Rechtecksignal mit der einfachen und der doppelten Frequenz. Also 13 und 26 kHz. Anhand der Basisbandübertragungsfunktion, die in Kapitel 5.2 hergeleitet wurde, lässt sich die Signalamplitude am Empfänger abschätzen. Nach Abbildung 5.6 beträgt diese etwa $141 \mu V$. Dies entspricht einem Effektivwert von etwa $129 \mu V$.

Lastmodulation mit Hilfsträger

Nach ISO 18000 kann ein sogenannter Hilfsträger verwendet werden. Dabei wird das Manchestersignal im Transponder mit einem Rechtecksignal konstanter Frequenz multipliziert. Üblicherweise wird dabei eine Frequenz von 212 kHz verwendet. Bei einer Frequenz von $6,78 MHz \pm 212 kHz$ zeigt die Übertra-

gungsfunktion in Abbildung 5.3 ein Übersetzungsverhältnis von $26 \cdot 10^{-6}$. Die Effektivwertspannung im Empfänger würde dann etwa $18 \mu V$ betragen. Dieser Wert ist äußerst gering und liegt weit unterhalb des Rauschpegels. Es kann angenommen werden, dass ein solches Signal unterhalb der Detektionsschwelle liegt. Nach Abbildung 5.5 würde darüber hinaus aufgrund der Intersymbolinterferenz, eine Hilfsträgerperiode über 40 nachfolgende Perioden beeinflussen.

5.3.1.2 Abschätzung der Trägeramplitude

Für eine Signalverarbeitung in Transponder-Lesegeräten ist häufig ein geringes Signal-zu-Trägerverhältnis ein Problem. Oft schränkt der Dynamikbereich von Mischern und Filtern die Empfindlichkeit ein. Muss das Empfangssignal gedämpft werden, so wird das Datensignal des Transponders aufgrund äußerst geringer Modulationsgrade durch Rauschen der Bauteile überdeckt. Im Folgenden findet eine Berechnung der zum Betrieb des Transponders notwendigen Spannungsamplitude an der Lesegeräte-Antenne statt. Die Elektronik im Transponder benötigt eine minimale Versorgungsspannung von 3V. Bei einem geschätzten Strombedarf von $30 \mu A$ ergibt sich eine Impedanz R_L von $100 k\Omega$. Bei einer Induktivität von $4 \mu H$ (vgl. 4.4) der Transponderantenne wird nach Formel 4.7 folgende magnetische Feldstärke benötigt:

$$|B_T| = |U_T| \cdot \frac{\sqrt{(\frac{R_T}{\omega L_T})^2 + (\frac{R_T}{R_L})^2}}{\omega N_T A_T} \approx 2.1 \cdot 10^{-6} T \quad (5.1)$$

Es muss also eine Feldstärke von $2,1 \mu T$ in einem Abstand von $z_0 = 40 cm$ mit Hilfe der Lesegeräte-Antenne erzeugt werden. Die dazu notwendige Spannungsamplitude kann mit 4.8 ermittelt werden:

$$|U_R| = \frac{|B_T|}{\mu} \frac{\sqrt{R_R^2 + \omega^2 L_R^2}}{N_R} \frac{8(z_0^2 + D^2/4)^{\frac{3}{2}}}{D^2} \approx 240,9 V$$

Es ist also eine Spannung von etwa 240,9 V (bzw. 170 V effektiv) über der Antenne notwendig. Nun können Signal-zu-Rausch- und Signal-zu-Trägerverhältnisse ermittelt werden.

5.3.1.3 Signal-zu-Rausch und Signal-zu-Trägerverhältnisse

Die Signal-zu-Rausch- und Signal-zu-Trägerverhältnisse geben nun Aufschluss über die Realisierbarkeit eines solchen Sensortransponder-Systems unter Verwendung herkömmlicher Übertragungstechniken.

Das Signal-zu-Rausch-Verhältnis ist definiert als Signaleffektivwert geteilt durch Rauscheffektivwert.

$$SNR = 10 \log \frac{U_{eff}^2}{U_{rausch}^2}$$

Nach Einsetzen der zuvor ermittelten Werte ergibt sich unter Verwendung von Lastmodulation ein Signal-zu-Rauschverhältnis von

$$SNR = 10 \log \frac{(141 \mu V)^2}{(115 mV)^2} = -58.2 \text{ dB}$$

Unter Verwendung von Lastmodulation mit Hilfsträger ergibt sich ein Signal-zu-Rauschverhältnis von

$$SNR = 10 \log \frac{(18.4 \mu V)^2}{(115 mV)^2} = -75.9 \text{ dB}$$

Bei diesem Wert ist keine Datenübertragung möglich. Für eine BER von 1 % wäre ein Signal-zu-Rauschverhältnis von +10 dB notwendig, wie in Kapitel 5.4.3.2 bestimmt wird.

Für das Signal-zu-Trägerverhältnis gibt es in der Literatur keine bestimmte Definition. In den meisten nachrichtentechnischen Übertragungssystemen wird mit dem Modulationsindex “n” gerechnet. Er beträgt in diesem Fall

$$n = \frac{U_{Signal}}{U_{Traeger}} = 0,8 \cdot 10^{-6} \%$$

Dieser Wert ist in diesem Fall jedoch sehr klein und somit unanschaulich. Daher wird im Folgenden ein Signal-zu-Trägerverhältnis SCR eingeführt:

$$SCR = 10 \log \frac{U_{Signaleff}^2}{U_{Traegereff}^2}$$

In diesem Fall beträgt das SCR etwa -121.6dB. In den folgenden Kapiteln können Verbesserungsvorschläge anhand dieses Wertes bemessen werden.

5.3.2 Störungen durch Synchronisationsfehler

Der Empfänger muss auf die Symbolperiode und -Phase synchronisiert werden. Eine zeitliche Verschiebung der Abtastung eines Matched-Filter-Signals hat einen hohen Einfluss auf den Störabstand.

Bei einem nachrichtentechnischen Übertragungssystem ist die Symbolphase und oft auch die exakte Symbolfrequenz unbekannt. Daher werden den Datenpaketen oft sogenannte Headersequenzen vorangestellt. Diese Headersequenzen bestehen aus Symbolfolgen, die dem Empfänger bekannt sind. Mit Hilfe dieser Symbole ist es dem Empfänger möglich, eine Synchronisation der Abtastung zu erreichen.

Bei geringen Signal-zu-Rauschabständen kann diese Synchronisierung jedoch nicht beliebig exakt erfolgen. Dies hat einen direkten Einfluss auf die Fehlerrate bei der Erkennung der anschließend übertragenen Bits. Abbildung 5.12 illustriert diesen Effekt. Zu sehen sind die Korrelationen eines empfangenen

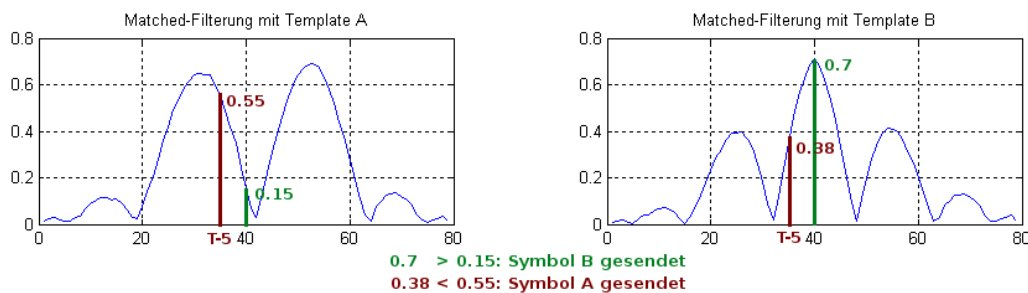


Abbildung 5.12: Einfluss eines Synchronisationsfehlers auf den Entscheider

nen Symbols mit den beiden möglichen Symbolen A und B. Die Symbollänge beträgt in diesem Fall 40 Abtastwerte. Bei korrekter Abtastung ergibt sich an der Stelle 40 für Symbol B ein deutlich größerer Wert. D.h. Symbol B wurde gesendet. Tritt nun eine Verschiebung des Abtastzeitpunktes aufgrund fehlerhafter Synchronisation auf (z.B. 5 Abtastwerte), so ist der Wert für A größer und es tritt eine Fehlentscheidung auf. Mit einer Simulation bei einem SNR von 6 dB wurde die BER mit Hilfe von 10000 Symbolen ermittelt. Dabei wurde ein Matched-Filter verwendet. Der Abtastzeitpunkt am Ausgang eines Matched-Filters wurde dabei verschoben. Bei einer Verschiebung von $1 \mu\text{s}$ verschlechtert sich die BER bereits um 3 %. Ist der Abtastzeitpunkt um $5 \mu\text{s}$ verschoben, was einem Viertel der Symboldauer entspricht, so ist der Filter unbrauchbar. Kein Symbol kann mehr fehlerfrei erkannt werden.

5.3.3 Erkenntnisse

Die durchgeführten Berechnungen haben gezeigt, dass mit herkömmlichen Übertragungstechniken ein solches Sensortransponder-System nicht realisierbar ist! Es muss also ein Übertragungsprinzip gefunden werden, welches wesentliche Vorteile gegenüber konventionellen Verfahren bietet. Dabei muss ein akzeptables Signal-zu-Rauschverhältnis erreicht werden.

Es hat sich gezeigt, dass die Rauschanteile im wesentlichen durch den Leistungsverstärker hervorgerufen werden. Das Rauschen des Leistungsverstärkers ist der einschränkende Faktor. Die Signalamplitude hingegen stellt kein direktes Problem dar.

5.4 Verbesserungsansätze für Datenübertragung

5.4.1 Träger- und Rauschunterdrückung

In CW-Radar Systemen und Lesegeräten im UHF-Frequenzbereich werden so genannte Zirkulatoren und Richtkoppler zur Trägerunterdrückung eingesetzt. Dabei wird eine Phasenverschiebung des Trägersignals in einem Wellenleiter ausgenutzt. In dem hier verwendeten Frequenzbereich können solche Elemente aufgrund der hohen Wellenlängen jedoch nicht verwendet werden. In diesem Kapitel werden daher Ansätze vorgestellt, wie eine Verbesserungen des Signal-zu-Rausch- und des Signal-zu-Träger-Verhältnisses erzielt werden kann. Dabei werden die Ansätze hinsichtlich erzielbarer Verbesserung, Umsetzbarkeit sowie Vor- und Nachteilen betrachtet. Weiter findet eine Abschätzung der praktischen Realisierbarkeit statt.

5.4.1.1 Differenzsignalbildung

Die Idee dieses Ansatzes besteht in der Überlegung, dass das Trägersignal im Empfänger bekannt ist. In einem Transponder-System wird, anders als in nachrichtentechnischen Übertragungssystemen, der Träger im Empfänger erzeugt. Diese Tatsache lässt sich ausnutzen, um diesen im Empfänger zu eliminieren. Weiter ist das Rauschen, welches durch den Leistungsverstärker erzeugt wird, mit dem Rauschen im Empfänger korreliert, da es in seinem zeitlichen Verlauf bekannt ist. Würde man nun den durch den Transponder modulierten Träger

von dem gleichen unmodulierten Träger abziehen, so würden sich dieser Träger und das Rauschen theoretisch aufheben. Das Ergebnis wäre ein unverraushtes Transpondersignal mit unterdrücktem Träger. Eine schaltungstechnische Realisierung könnte folgendermaßen aussehen:

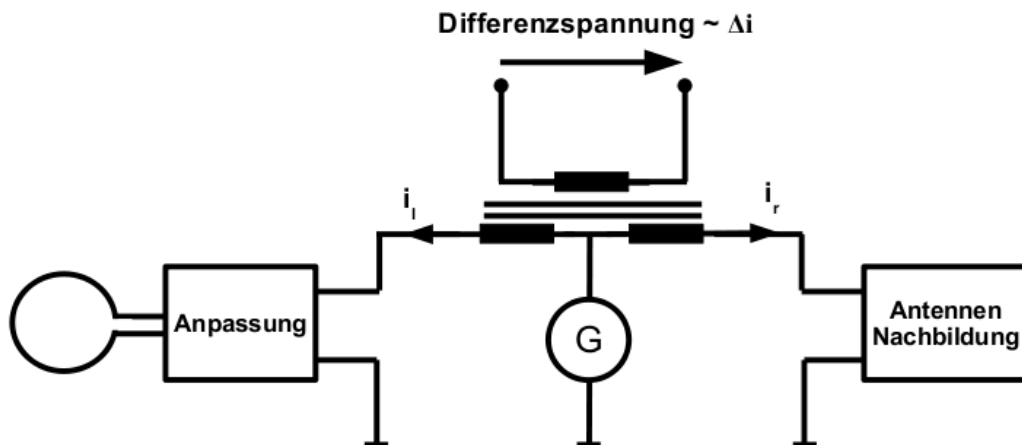


Abbildung 5.13: Trägereliminierung durch Differenzsignalbildung

Wie in Abbildung 5.13 gezeigt, treibt eine Signalquelle G , die hier einen Generator mit Leistungsverstärker beinhalten soll, über ein Anpassungsnetzwerk die Antenne (linke Seite). Das Anpassungsnetzwerk sorgt dafür, dass die Antennenimpedanz vor dem Netzwerk rein reell erscheint. Auf der rechten Seite befindet sich eine Antennennachbildung, die ebenfalls durch die Signalquelle gespeist wird. Die Antennennachbildung soll die gleiche Impedanz aufweisen. Der Übertrager in der Mitte ist nun so aufgebaut, dass die Ströme der Antenne und der Antennennachbildung in der Sekundärwicklung Spannungen induzieren, die sich gegenseitig aufheben. Wird nun der Strom der Antenne durch die Modulation eines Transponders verändert, so sind die Ströme nicht mehr identisch und es wird eine entsprechende Differenzspannung in der Sekundärwicklung induziert.

Eine vollständige Träger- sowie Rauschunterdrückung kann jedoch in der Praxis nicht erreicht werden. Gründe hierfür sind Phasenfehler, der Spannungsabfall an dem Innenwiderstand der Signalquelle, Verstimmung der Antenne und der nicht ideale Übertrager. Phasenfehler entstehen z.B. durch unterschiedliche Leitungslängen und parasitäre Kapazitäten im Übertrager. Geht man beispielsweise davon aus, dass diese Kapazitäten auf etwa 1 pF genau auf

der rechten Seite ausgeglichen werden, so ergibt sich mit der Parallelschaltung der idealen Antennenimpedanz $R_{ant} = 50 \Omega$ ein Phasenfehler von:

$$\Delta\varphi = 90^\circ - \arctan \frac{R_{ant}}{X_C} = 0,122^\circ$$

Zur Berechnung des SCR kann der Phasenfehler in eine entsprechende Spannung an der Antenne umgerechnet werden:

$$U_{Fehler} = \hat{U}_{ant} \cdot \sin(\varphi) = 0,51V$$

Mit einer Signalamplitude von $700 \mu V$ bzw. einem Effektivwert von $360 \mu V$ ergibt sich ein SCR von -54 dB. Also eine Verbesserung um etwa 53 dB.

Der Vorteil dieser Methode liegt in dem geringen schaltungstechnischen Aufwand und in der Tatsache, dass die Antenne nicht modifiziert werden muss. Der Träger kann erheblich gedämpft werden und die anschließende Signalverarbeitung vereinfachen. Jedoch hat diese Methode einen Nachteil: Da die Trägerunterdrückung erst hinter der Anpassung erfolgt, wird die Kanalbandbreite weiterhin durch die Antenne bestimmt. Die Bandbreite ist weiterhin stark eingeschränkt und eine Datenübertragung kann nur mit geringem spektralen Abstand zur Trägerfrequenz erfolgen. Dies ist uneffektiv, da dort nach wie vor die spektrale Rauschleistungsdichte am größten ist. Es wäre also eine wesentliche Verbesserung, wenn die Übertragung mit größerem spektralen Abstand zum Träger erfolgen könnte.

5.4.1.2 Feldgradient

Wie zuvor erwähnt, würde eine Übertragung der Daten mit größerem spektralen Abstand zum Träger eine wesentliche Verbesserung darstellen. Wie aus der durchgeführten Rauschsimulation (Abbildung 5.10) zu ersehen, ist die spektrale Rauschleistungsdichte nahe der Trägerfrequenz am größten. Durch einen größeren spektralen Abstand kann also die in den Empfänger eingebrachte Rauschleistung verringert werden, da sie sich nicht mehr im Frequenzband des Empfängers befindet. Jedoch würde durch die geringe Bandbreite des Antenschwingkreises das Datensignal in gleichem Maße gedämpft, so dass kein Gewinn erzielt werden würde.

Der folgende Ansatz beruht auf der Idee, die Lesegeräte-Antenne durch eine zusätzliche Empfangsspule zu erweitern. Diese soll lediglich das vom Trans-

ponder ausgesendete Signal empfangen, jedoch nicht das vom Lesegerät ausgesendete Träger-Signal. Abbildung 5.14 verdeutlicht den Ansatz [49].

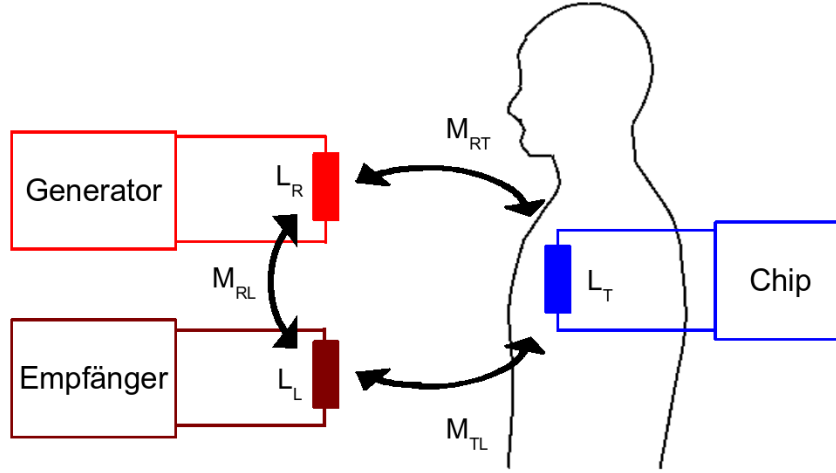


Abbildung 5.14: Prinzip der Antenne mit Feldgradientenbildung

Zu sehen sind drei Antennenspulen: Eine felderzeugende Spule L_R mit angeschlossenem Generator, die Spule des Transponders L_T und eine Empfangsspule L_L . Ziel ist es, die magnetische Kopplung M_{TL} zwischen Transponder und Empfangsspule zu maximieren, während die Kopplung M_{RL} zwischen felderzeugender Spule und Empfangsspule möglichst gering sein sollte. Zunächst soll dieser Aufbau analytisch untersucht werden. Äquivalent nach der Herleitung in 5.2.1.1 kann die Übertragungsfunktion für diesen Aufbau ebenfalls ermittelt werden. Die vollständige Übertragungsfunktion befindet sich im Anhang. Sie weist sowohl Pol- als auch Nullstellen auf. Um die Kurvendiskussion zu vereinfachen, wird zunächst ein verlustfreies System angenommen, d.h. alle Widerstandswerte sind zu null zu setzen. Es ergibt sich folgender Ausdruck:

$$H_{T-R} = \frac{(-M_{TL}L_R + M_{LR}M_{RT})\omega^3 + \frac{M_{TL}}{C_R}\omega}{(M_{RT}^2 - L_RL_T)\omega^3 + \frac{L_T}{C}\omega}$$

Diese Übertragungsfunktion weist an den folgenden Stellen Pol- und Nullstellen auf:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{L_T}{(L_RL_T - M_{RT}^2)C_R}} \quad (5.2)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{M_{TL}}{(M_{TL}L_R - M_{LR}M_{RT})C_R}} \quad (5.3)$$

Es ist anzunehmen, dass in der Praxis eine Kopplung zwischen felderzeugender Spule und Empfangsspule nicht ganz zu vermeiden ist, d.h. $M_{RL} > 0$. Des Weiteren ändert sich die Kopplung zwischen Transponder-Spule und Empfangsspule M_{TL} bei unterschiedlichen Abständen zwischen den Spulen. Es können drei Fälle unterschieden werden:

1. Die Transponder-Spule hat großen Abstand zu den anderen beiden Spulen. Die felderzeugende Spule und die Empfangsspule haben maximale magnetische Kopplung, d.h. M_{RL} groß und es gilt $M_{RT} = M_{LT}$.
2. Die Transponder-Spule hat einen geringen Abstand, d.h. $M_{TL} \approx M_{RL}$.
3. Die Transponder-Spule hat große Kopplung zur Empfangsspule. Des Weiteren sind die felderzeugende Spule und die Empfangsspule ideal entkoppelt, d.h. $M_{LR} = 0$

Im ersten Fall ist zu erwarten, dass die Übertragungsfunktion zwischen Transponder-Spule und Empfangsspule die Charakteristik eines Bandpasses aufweist. Die Polstelle liegt bei der Resonanzfrequenz des Antennenschwingkreises, die durch die Induktivität der felderzeugenden Spule L_R und der Abstimmkapazität bestimmt wird. Es gilt also $\omega_0 \rightarrow \pm\infty$ und $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_R C}}$.

Im zweiten Fall befindet sich die Nullstelle zwischen der Polstelle und dem Unendlichen. Abhängig vom Abstand ist es möglich, dass die Nullstelle genau auf der Datensignalfrequenz liegt. In diesem Fall wird das Datensignal stark gedämpft und kann nicht mehr empfangen werden. Dieser Zustand muss durch entsprechende Dimensionierung während der Designphase eines Antennensystems vermieden werden.

Im dritten Fall ist zu erwarten, dass der Schwingkreis aus felderzeugender Spule und Abstimmkapazität keinen Einfluss auf die Übertragung zwischen Transponder und Empfangsspule hat. Lässt man M_{RL} zu null werden, so konvergieren Pol- und Nullstelle $\omega_0 \rightarrow \omega_p$. Aus dieser Tatsache ergibt sich ein wesentlicher Vorteil gegenüber anderen Trägerunterdrückungsverfahren: Die Übertragungsfunktion weist nun keine bandbegrenzende Eigenschaft auf. Es ist also theoretisch möglich, ein Datensignal mit größerer Bandbreite auf einer Frequenz mit größerem spektralem Abstand zum Träger zu übertragen. Das störende Trägersignal wird nicht mehr in den Empfänger eingekop-

pelt. Das Signal-zu-Rauschverhältnis würde lediglich durch das Rauschen des Empfängers selbst bestimmt.

In der Praxis kann jedoch der dritte Fall nicht ideal erreicht werden, da die felderzeugende Spule und die Empfangsspule nicht vollständig entkoppelt werden können. Gründe sind Toleranzen im mechanischen Aufbau, Einkopplung von elektrischen Feldern und Einflüsse durch die Umgebung. Es wird also ein Zustand erreicht, der zwischen Fall 2 und Fall 3 zu sehen ist. Die Nullstelle liegt in der Übertragungsfunktion daher nicht mehr auf der Polstelle. Im schlechtesten Fall liegt sie im Frequenzbereich des Datensignals, was zu dessen Dämpfung führen würde. Darüber hinaus wird ein Teil des Trägersignals in den Empfänger eingekoppelt, was wiederum zu einer Verschlechterung des SNR und SCR führt. Zunächst wird nun die Umsetzung dieses Prinzips erläutert. Anschließend wird abgeschätzt, welche Ergebnisse in der Praxis zu erwarten sind.

Das vorgestellte Prinzip kann durch eine geschickte Anordnung der Spulen im Raum umgesetzt werden. Wesentliche Eigenschaften sollten sein: Eine vollständige Entkopplung der Empfangsspule von der felderzeugenden Spule bei gleichzeitig uneingeschränkter Kopplung zur Transponderspule, der Lesebereich sollte auch die Spulenachse umfassen und die äußeren Abmessungen sollten nicht wesentlich ansteigen.

Nach der zweiten Maxwell'schen Gleichung ist die in der Empfangsspule induzierte Spannung proportional dem durch die Spulenfläche A eingeschlossenen magnetischen Fluss in zeitlicher Ableitung.

$$\oint_s \vec{E} \cdot d\vec{s} = -\frac{d}{dt} \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A}$$

Wobei hier s der Weg entlang der Leiterschleife und B das durch die felderzeugende Spule hervorgerufene magnetische Feld darstellt. Abbildung 5.15 (a) zeigt eine felderzeugende Spule und eine Empfangsspule. Die Orientierung des magnetischen Feldes ist durch entsprechende Markierungen angedeutet. Dabei treten die Feldlinien aus der Zeichenebene innerhalb der Spulenfläche heraus und treten außerhalb der Spulenfläche hinein. Eine Empfangsspule kann nun so positioniert werden, dass in ihrer Spulenfläche eintretender und austretender magnetischer Fluss identisch ist. Auf diese Weise wird das Trägerfeld kompensiert. Die Feldlinien eines Transponders haben über die Fläche der Empfangs-

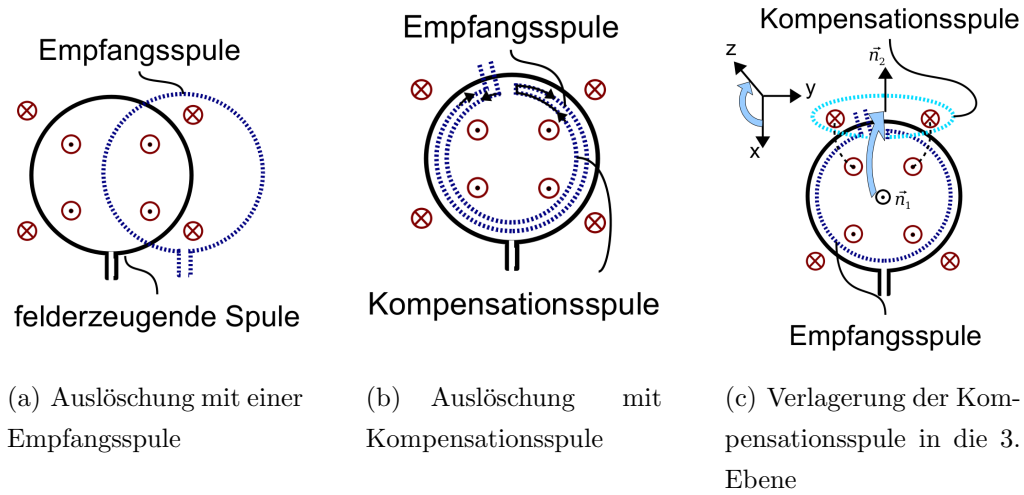


Abbildung 5.15: Prinzip der Trägerauslöschung durch Feldgradient

spule die gleiche Ausrichtung. Die magnetische Kopplung zur Transponderspule wird dann maximal, wenn er sich genau auf der Spulenachse befindet. Daher ist es hier niemals möglich, für felderzeugende Spule und Empfangsspule zur gleichen Zeit maximale Kopplung zum Transponder zu erreichen.

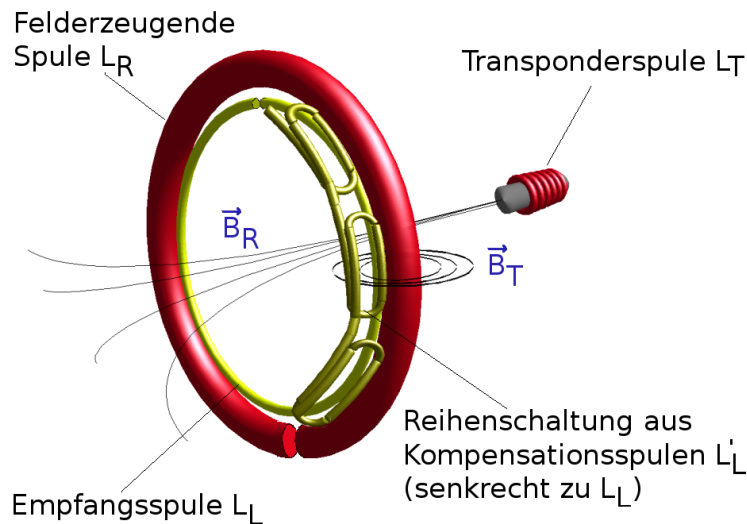


Abbildung 5.16: Gewählter Realisierungsansatz

Im nächsten Schritt, Abbildung 5.15 (b), besteht die Empfangsspule aus zwei Teilen. Diese sind gegensinnig in Reihe geschaltet, so dass durch die Spulenfläche tretende Felder keine Spannung induzieren. Jedoch werden auf diese

Weise sowohl Felder der felderzeugenden Spule als auch der Transponderspule ausgelöscht. Um dies zu verhindern, wird nun die Kompensationsspule in die dritte Ebene senkrecht zur Zeichenfläche ausgerichtet, Abbildung 5.15 (c). Die Feldlinien des Trägerfeldes verlaufen in Kreisbahnen um den Leiter der felderzeugenden Spule, so dass sie eine senkrecht ausgerichtete Kompensationsspule weiterhin durchsetzen. Das Trägerfeld wird nach wie vor ausgelöscht, während das Feld des Transponders eine Spannung in der Empfangsspule induzieren kann. Die magnetische Kopplung ist optimal zwischen Transponderspule und felderzeugender Spule sowie zwischen Transponderspule und Empfangsspule, jedoch existiert keine Kopplung zwischen felderzeugender Spule und Empfangsspule.

Abbildung 5.16 verdeutlicht einen möglichen Ansatz zur Verwirklichung dieses Konzeptes. Dabei besteht die Empfangsspule wieder aus zwei Teilen: Einer Empfangswicklung L_L und einer Kompensationswicklung L'_L . Die Kompensationswicklung wurde aus Gründen der Symmetrie in mehrere kleinere Spulen aufgeteilt und über den Spulenrand verteilt. Hier sind drei zu sehen. Das Verhältnis aus Spulenfläche und Windungszahlen ist dabei so gewählt, dass in beiden Teilen die Flussverkettung $\psi = N \cdot \phi$ gleich groß ist. Zusätzlich sind die beiden Teile senkrecht zueinander ausgerichtet. Das Feld B_R induziert nun in beiden Teilen eine Spannung gleicher Größe. Schaltet man die beiden Teile gegensinnig in Reihe, so kompensieren sich diese Spannungen. Es ist also keine magnetische Kopplung zur felderzeugenden Spule vorhanden. Die Spule L_T des Transponders befindet sich über der Empfangswicklung L_L und ist orthogonal zu dieser sowie senkrecht zu L'_L ausgerichtet. Die Spannung über der Reihenschaltung enthält also nur vom Transponder hervorgerufene Signale und keine unerwünschten Signalanteile der Felderzeugung. Durch die Entkopplung der Empfangsspule von der felderzeugenden Spule ist nun ein breitbandiger Empfang des Transpondersignals möglich.

Weichen die Flächen der beiden Teile z.B. aufgrund von mechanischen Toleranzen jedoch von ihrem Idealwert ab, so ist eine Kopplung zur felderzeugenden Spule vorhanden. Das Trägersignal wird nicht vollständig entkoppelt. Es soll nun der Grad der Trägersignalauslöschung ermittelt werden unter der Annahme, dass der Radius der Empfangsspule mit einer Toleranz von $100\,\mu\text{m}$ behaftet ist. Dieser Wert ist in der PCB-Technik leicht zu erreichen. Bei ei-

ner Antenne mit 26 cm Durchmesser ergibt sich eine Flächentoleranz von etwa $\Delta A = A_2 - A_1 = 0,82 \text{ cm}^2$. Nach dem Induktionsgesetz ist die induzierte Spannung proportional zur Fläche. Wenn die Effektivspannung des Trägers über die gesamte Fläche A_1 170 V beträgt, so fällt an der Empfangsspule mit ΔA etwa eine Spannung von 260 mV ab. Das ergibt ein SCR von

$$SCR = 10 \log \frac{(141 \mu\text{V})^2}{(260 \text{ mV})^2} \approx -65.3 \text{ dB}$$

Die zu erwartende Verbesserung des SCR trotz Flächentoleranz beträgt also etwa $-121.3 \text{ dB} - (-65.3 \text{ dB}) = 56 \text{ dB}$.

Das Trägersignal kann auch kapazitiv eingekoppelt werden. Zwischen der felderzeugenden Spule und den beiden Teilen der Empfangsspule existieren parasitäre Kapazitäten. Sind diese für beide Teile nicht identisch, so wird ebenfalls eine Spannung eingebracht. Mit Hilfe von Trimmkondensatoren kann eine vorhandene Unsymmetrie durch gezieltes Hinzufügen von Kapazität ausgeglichen werden. Für den Fall, dass die Trimmer-Einstellung auf 0,5 pF genau vorgenommen werden kann, soll das resultierende SCR bestimmt werden. Dazu wurde eine Spice-Simulation durchgeführt.

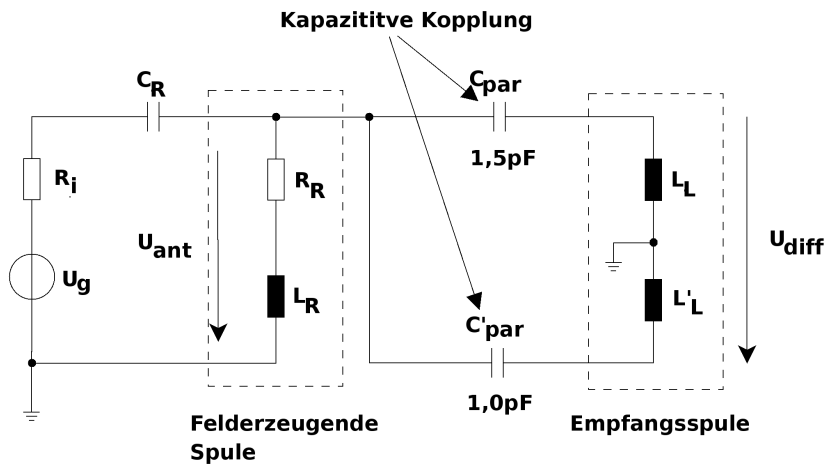


Abbildung 5.17: Kapazitive Einkopplung des Trägers

Abbildung 5.17 zeigt das verwendete Ersatzschaltbild der Antenne mit Feldgradientenbildung. Dabei stellt L_R die felderzeugende Spule dar, angetrieben durch die Quelle U_g . Die Empfangsspule wird aus L_L und L'_L gebildet. Die beiden Induktivitäten repräsentieren dabei die beiden Teile der Spule. Die kapazitive Einkopplung des Trägers wird durch die Kondensatoren C_{par} und

C'_{par} modelliert. Die am Empfänger anliegende Spannung wird aus der Differenzspannung zwischen L_L und L'_L gebildet. Sind C_{par} und C'_{par} identisch, so entsteht keine Differenzspannung. In diesem Fall soll eine Differenz der Kapazitätswerte von 0,5 pF nachgebildet werden. Nach dieser Simulation entsteht eine Spannung von 17,3 mV bzw. effektiv 12,2 mV. Dies würde einem SCR von

$$SCR = 10 \log \frac{(141 \mu V)^2}{(12,2 mV)^2} = -38,7 dB$$

entsprechen. Die erreichbare Verbesserung des SCR beträgt also etwa 60 dB.

Wie zuvor erläutert, muss bei der Dimensionierung der Antenne beachtet werden, dass die Nullstelle nicht im Frequenzbereich des Datensignals liegt. Für die hier abgeschätzten Parameter soll nun die Lage der Nullstelle überprüft werden.

Die Nullstelle lässt sich nach Gleichung 5.3 berechnen. Dazu muss die Gegeninduktivität M_{LR} zwischen der felderzeugenden Spule und der Empfangsspule ermittelt werden. Die Gegeninduktivität ist in diesem Fall proportional zur Differenz der Flächen der Empfangs- und Kompensationswicklung dA. Diese soll $0,82 cm^2$ betragen können. Mit $B|_{z=0} = \mu \frac{I_R}{d}$ nach [22] lässt sich die Gegeninduktivität folgendermaßen berechnen:

$$M_{LR} = \frac{\phi_T}{I_R} = \frac{\mu \frac{I}{d} dA}{I_R} = \mu \frac{dA}{d} \approx 396 nH$$

Mit $M_{TR} \approx M_{TL}$, einer Resonanzkapazität von $C_R = \frac{1}{(2\pi f)^2 L_R}$ und einer Antenneninduktivität von $L_R = 480 nH$ ergibt sich eine Nullstelle bei:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{M_{TL}}{(M_{TL}L_R - M_{LR}M_{RT})C_R}} \approx 102 MHz$$

Die Nullstelle liegt damit außerhalb des Datensignalbandes. Es treten somit keine unerwünschten Dämpfungseffekte des Datensignals auf.

Eine Antenne mit Feldgradientenbildung verbessert das SCR wesentlich. In der Praxis sind Werte zwischen 56 dB und 60 dB Verbesserung zu erwarten. Der wesentliche Vorteil gegenüber anderen Methoden liegt jedoch in der Möglichkeit, die Übertragungsfrequenz und Bandbreite frei wählen zu können.

5.4.1.3 Bandsperr- und Bandpassfilter

Das Signal-zu-Trägerverhältnis kann durch Filter im Lesegerät verbessert werden. Dabei kann mit einem steilflankigen Bandpassfilter ein Seitenband heraus-

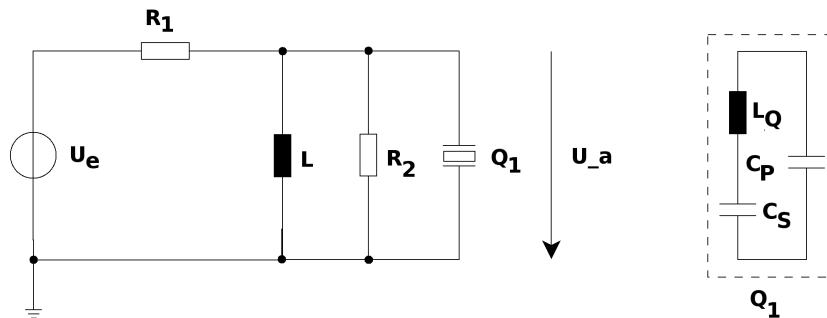


Abbildung 5.18: Simulation eines Quarz-Sperrfilters

gefiltert werden, während ein Bandsperrfilter das Trägersignal dämpfen kann.

Quarz-Notchfilter

Ein Quarz-Notchfilter nutzt die hohe Güte von Schwingquarzen aus. Dadurch ist die Konstruktion von extrem schmalbandigen Bandsperrfiltern möglich. Ein Quarz kann als Serienschwingkreis mit Parallelkapazität modelliert werden. Abbildung 5.18 zeigt eine Simulation eines solchen Filters. Neben der Resonanz des Serienschwingkreises, die sich als Minimum bemerkbar macht, existiert eine zweite Resonanz. Diese wird aus der Induktivität und der Parallelkapazität gebildet. Sie führt zu einem Maximum. Diese zweite Resonanz ist jedoch unerwünscht, da sie zu Verzerrungen der Übertragungsfunktion und der Phase führt. Mit Hilfe der Induktivität L wird dieser Effekt kompensiert indem die Resonanz verschoben wird. Messungen haben eine Dämpfung von -20 dB im Sperrbereich gegenüber dem Durchlassbereich ergeben. Die 3 dB Bandbreite beträgt etwa 3,7 kHz. Ein lastmoduliertes Signal mit 13 kBit/s würde nur um etwa 1 dB relativ zur Durchlassdämpfung von 3 dB gedämpft werden.

Der Filter ist also gut geeignet, um den Träger zu unterdrücken. Allerdings muss darauf geachtet werden, dass der Frequenzfehler zwischen dem Filter und dem Oszillator zur Trägersignal-Generierung minimal ist.

Notch-Filterung durch Abtastung

Ein "Sample-and Hold-Glied" kann ebenfalls als Notch-Filter verwendet werden. Tastet man das Empfangssignal phasen- und frequenzsynchron zum ungewollten Trägersignal ab, so verschwindet dieses Trägersignal am Ausgang

(Nyquist). Wird zur Digitalisierung des Empfangssignals ein ADC verwendet, so muss dieser lediglich entsprechend synchronisiert werden. Der Hardwareaufwand ist somit äußerst gering. Ein Nachteil dieser Methode ist die Tatsache, dass der Träger bereits zu einem gewissen Grad unterdrückt worden sein muss. Der Dynamikbereich wird durch den Eingangsspannungsbereich des ADCs begrenzt.

Keramik Bandpassfilter

Keramikbandpassfilter besitzen steile Flanken und sind mit verschiedenen Durchlassbandbreiten zu fertigen. Diese Filter werden häufig in ZF-Stufen von Rundfunkempfängern verwendet. Ein gebräuchlicher Filter ist z.B. der SFELA10M7EA00-B0 von Murata. Der Durchlassbereich befindet sich bei 10,7 MHz mit einer Bandbreite von 330 kHz. Wie in Abbildung A.4 im Anhang zu ersehen, weisen die Flanken eine Steilheit von etwa 70 dB/MHz auf. Die Sperrdämpfung beträgt 50 dB. Der Filter muss auf eine Impedanz von $300\ \Omega$ angepasst werden. Bedingt durch die Anpassung ergibt sich eine Durchlassdämpfung von -3 dB. Es ist daher sinnvoll, einen solchen Filter in Verbindung mit Operationsverstärkern einzusetzen.

Eignung für den Einsatz im Lesegerät

Durch Reihenschaltung der beiden Filter ergibt sich eine Dämpfung von 70 dB. Daraus folgt ein SCR von -51,6 dB. Also eine Verbesserung von 47,1 dB. Jedoch können solche Filter nicht ohne aktive Bauelemente wie Operationsverstärker verwendet werden. Die bereits beschriebene Problematik des Dynamikbereichs bleibt daher bestehen. Diese Filter können aber zusätzlich in Verbindung mit einer anderen Trägerunterdrückung eingesetzt werden. Beispielsweise mit dem beschriebenen Verfahren der Differenzsignalbildung oder einer Antenne mit Feldgradientenbildung. Zur Filterung eines lastmodulierten Signals sind die Keramikfilter nicht geeignet. Der spektrale Abstand zwischen dem Träger und dem Datensignal ist zu gering für die Filterflanke.

5.4.2 Modulationsverfahren

Die Verwendung einer Antenne mit Feldgradientenbildung ermöglicht die Übertragung des Datensignals in einem von der Trägerfrequenz verschiedenem Fre-

quenzbereich. Die spektrale Rauschleistungsdichte, verursacht durch das Rauschen des Leistungsverstärkers, ist im wesentlichen im Bereich der Trägerfrequenz groß. Daher könnte durch einen größeren spektralen Abstand zwischen Datensignal und Trägersignal das SNR wesentlich verbessert werden. Jedoch muss dazu im Transponder ein entsprechendes Signal erzeugt werden. Im Folgenden werden dazu Ansätze aufgezeigt. Zunächst wird ein aus der Transpondertechnik bekanntes Verfahren diskutiert. Anschließend wird ein völlig neuartiges Verfahren vorgestellt, welches entscheidende Vorteile besitzt [52].

5.4.2.1 Verwendung eines Hilfsträgers

In der Norm ISO 14443-2 ist die Übertragung unter Verwendung eines sogenannten Hilfsträgers vorgesehen. Dabei handelt es sich nicht um einen richtigen Träger im klassischen Sinne. Gemeint ist hier die spektrale Verschiebung der Seitenbänder des Lastmodulationssignals, weg von der Trägerfrequenz. Erreicht wird dies durch Multiplikation des Datensignals mit einem Rechtecksignal konstanter Frequenz. Gewählt wird häufig eine Frequenz von 212 kHz. Abbildung 5.19 zeigt ein Prinzipschaltbild dazu.

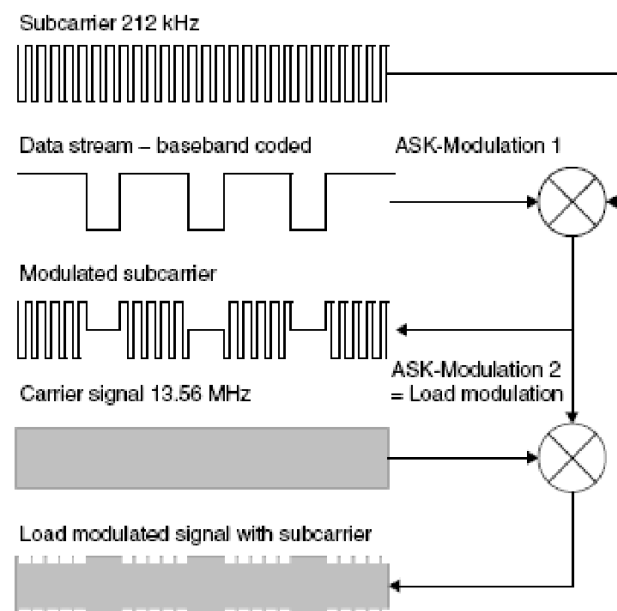


Abbildung 5.19: Erzeugung eines Hilfsträgers nach ISO 14443-2 (Grafik:[5])

In Transponder-Systemen werden Hilfsträger nur für Anwendungen mit geringen Reichweiten <10 cm eingesetzt. Bei Systemen mit höheren Reichweiten

wäre eine schmalbandige Auslegung der Lesegeräte-Antenne notwendig, was den Einsatz eines Hilfsträgers unmöglich macht. Unter Verwendung der in dieser Arbeit beschriebenen Antenne mit Feldgradientenbildung kann jedoch ein Hilfsträger auch für Systeme mit hohen Reichweiten eingesetzt werden. Neben einer hohen Güte ist bei dieser Antenne ein breitbandiger Empfang möglich. Jedoch wird in diesem Fall die Bandbreite nun durch den Transponder begrenzt. Zur Erzeugung einer Lastmodulation wird der Antennenschwingkreis zeitweise gedämpft. Die Folge ist ein Spannungseinbruch über dem Antennenschwingkreis. Die Elektronik des Transponders muss in dieser Phase durch die zuvor in einer Stützkapazität gespeicherte Energie betrieben werden. Wird der Antennenschwingkreis in der nächsten Phase nun wieder entlastet, baut sich die Spannung wieder auf [46][47]. Abbildung 5.20 zeigt den zeitlichen Verlauf der Antennenspannung über die Phasen der Lastmodulation.

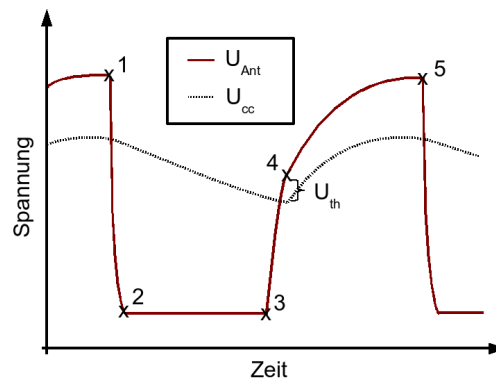


Abbildung 5.20: Verlauf der Amplitude bei Lastmodulation

Die einzelnen Phasen sind durch Ziffern markiert. Zum Zeitpunkt 1 wird der Modulationstransistor leitend und die Amplitude fällt in kurzer Zeit auf 2 ab. Bis zum Zeitpunkt 3 wird die Elektronik nur durch den Pufferkondensator versorgt, dessen Spannung U_{cc} in dieser Zeit entsprechend dem Strombedarf sinkt. Anschließend sperrt der Transistor wieder. Nun baut sich im Schwingkreis bis 4 wieder eine Spannung auf. Die Zeit zwischen 3 und 4 wird dabei durch die Antennengüte bestimmt. Im Zeitpunkt 4 steigt die Spannung über den momentanen Wert von U_{cc} . Die Gleichrichterdioden im Frontend werden leitend und die Stützkapazität wird nachgeladen. Durch die nun größere Last ist die Steigung der Kurve bis 5 geringer. Der Zeitpunkt 5 ist der früheste Zeitpunkt für eine erneute Modulationsphase. Die maximale Wiederholfrequenz dieses Vorgangs

wird also neben der Güte der Transponder-Antenne durch den Strombedarf der Transponderelektronik bestimmt. Wählt man eine höhere Frequenz, steht dem Transponder weniger Energie zur Verfügung. Es wird weniger Energie in den Kondensator geladen. Weiter sinkt der Modulationshub, wodurch letztlich das SNR sinkt. Für Signale mit geringerer Modulationsfrequenz befindet sich im Spektrum eine höhere Rauschleistungsdichte. Das SNR ist folglich schlechter. Es ist also anzunehmen, dass für eine bestimmte Konfiguration eine optimale Modulationsfrequenz existiert. Diese soll im Folgenden ermittelt werden.

Es wird die spektrale Verteilung der Rauschleistungsdichte sowie die Übertragungsfunktion benötigt. Die Rauschleistungsdichte ist aus Abbildung 5.10 entnommen.

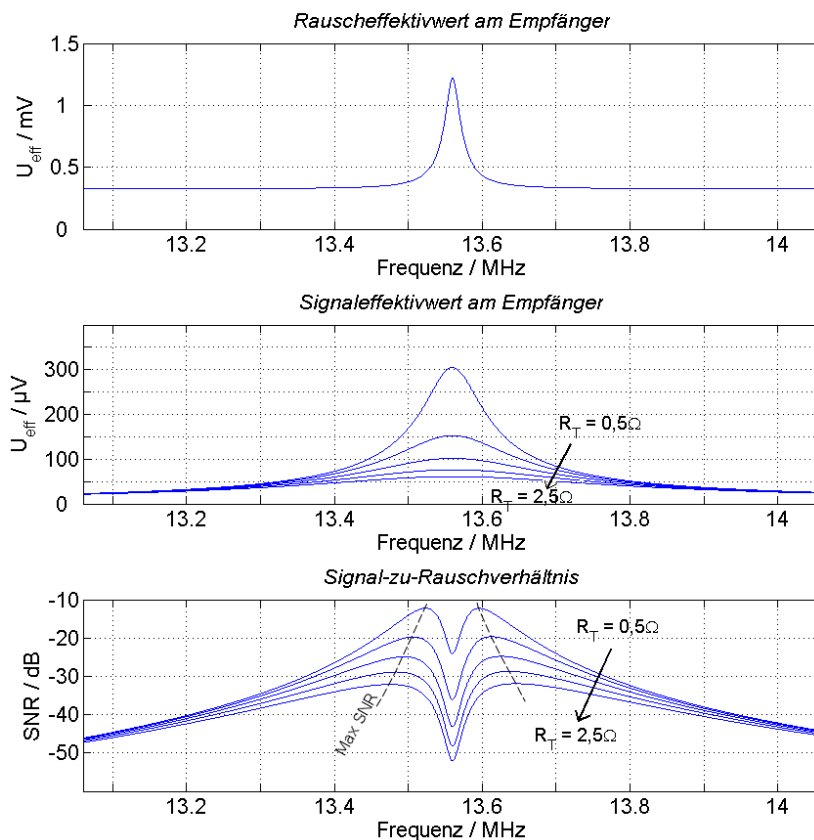


Abbildung 5.21: Antennenspannung bei Lastmodulation

Abbildung 5.21 zeigt die Berechnung des SNR für unterschiedliche Hilfssträgerfrequenzen. Das obere Diagramm zeigt die spektrale Rauschleistungsdichte,

die durch die Felderzeugung hervorgerufen wird. Das mittlere Diagramm zeigt die Signalstärke für unterschiedliche Modulationsfrequenzen. Die untere Kurve gibt das bei unterschiedlichen Modulationsfrequenzen entstehende SNR an. Dabei wurde die Bandbreite des Transponders variiert. Zunächst kann man sagen, dass bei einer Modulationsfrequenz von 70 kHz ein maximales SNR zu erzielen ist. Die Empfängerbandbreite würde hier lediglich den Betrag des SNR beeinflussen. Bei höheren Bandbreiten auf der Transponderseite verschiebt sich das Maximum zu höheren Frequenzen. Bei einer Bandbreite von 100 kHz und einer Güte von 170 (bei $L = 4 \mu H$ und $R = 1 \Omega$) ergibt sich beispielsweise ein SNR von -20 dB. Dieser Wert ist jedoch weiterhin zu gering.

Der wesentliche Nachteil dieser Methode besteht in der Tatsache, dass die Bandbreite durch das Ladeverhalten begrenzt wird. Der spektrale Abstand zur Trägerfrequenz kann nicht frei gewählt werden. Für höhere Frequenzen nimmt die Signalamplitude stark ab und dem Transponder steht weniger Energie zur Verfügung. Im Empfänger müssen steilflankige Filter eingesetzt werden, da der spektrale Abstand zwischen Träger und Hilfsträger mit 70 kHz eher gering ist. Üblicherweise ist es in solchen Empfängern nicht möglich, beide Seitenbänder zu verarbeiten (vgl. Kapitel 5.4.1.3). D.h. nur die Hälfte der Signalenergie kann im Empfänger genutzt werden.

5.4.2.2 Frequenz-Konversion

Eine wesentliche Verbesserung könnte erreicht werden, wenn die Frequenz des Datensignals frei wählbar wäre, ohne die Lade-Entladezeit der Stützkapazität beeinflussen zu müssen. Weiter dürfte das Signal nicht durch die Bandpasswirkung des Transponderschwingkreises gedämpft werden. Durch einen geeignet großen spektralen Abstand könnte das Signal nicht mehr durch das Rauschen des Leistungsverstärkers beeinträchtigt werden. Das SNR würde lediglich durch den Empfänger bestimmt werden.

Ansatz

Die Lösung ist das im Folgenden *Frequenzumsetzung* genannte Prinzip. Bei der klassischen Lastmodulation wird die im Antennenschwingkreis gespeicherte Energie während der Modulationsphase im Modulationstransistor in Wärme umgesetzt und geht verloren. Dieses Prinzip nutzt diese Energie, um ein Signal

auf einer separaten Frequenz zu erzeugen. Abbildung 5.22 verdeutlicht das Prinzip.

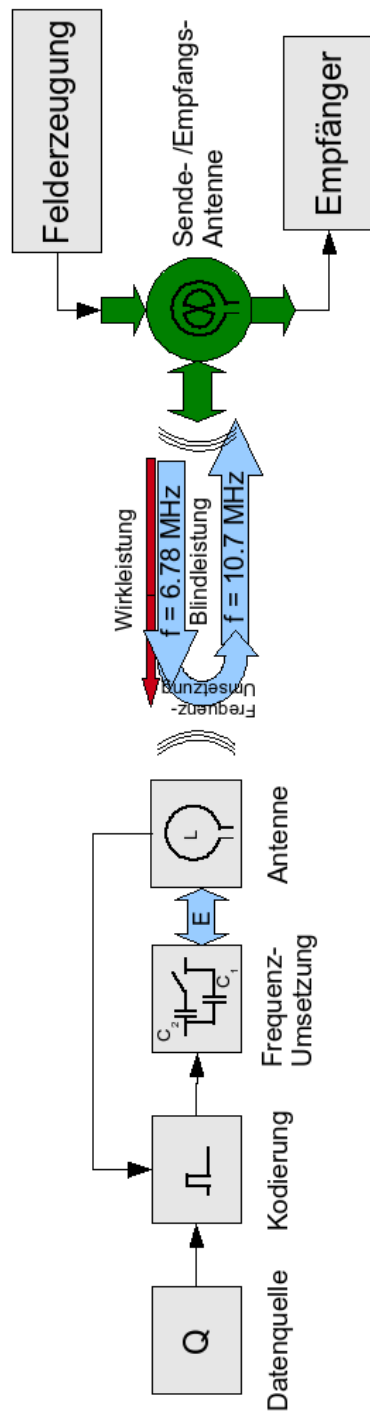


Abbildung 5.22: Prinzip der Frequenz-Konversion

Zu sehen ist der Aufbau eines Transponder-Systems nach diesem Prinzip. Über die Antenne mit Feldgradientenbildung wird das Trägerfeld mit einer Frequenz von 6,78 MHz erzeugt. Dieses Feld dient in diesem Beispiel der Energieversorgung des Transponders. Über das magnetische Wechselfeld wird Energie in den Transponderschwingkreis übertragen. Hat die Spannungsamplitude ihr Maximum erreicht, wird keine Wirkleistung mehr benötigt. Lediglich ein kleiner Teil der nun umgesetzten Leistung ist Wirkleistung, die von der Transponderelektronik benötigt wird. Die im Schwingkreis gespeicherte Energie oszilliert zwischen der Antenneninduktivität und der Kapazität $C_1 + C_2$. Ist die Energie in einem Moment vollständig in der Antenneninduktivität gespeichert, wird die Kapazität verändert, indem der Kondensator C_2 vom Schwingkreis abgetrennt wird. Nun oszilliert die Energie auf einer anderen Frequenz (z.B. 10,7 MHz) weiter. Dies passiert so lange, bis die Energie vollständig durch die Verluste der Antennenspule in Wärme umgesetzt wurde. Dann kann die Kapazität C_2 wieder zugeschaltet werden. Der Schwingkreis wird wieder über das Trägerfeld geladen. Die Frequenz des ausgesendeten Signals (hier 10,7 MHz) hängt nicht von der Periodizität des Umschaltvorgangs der Kapazität C_2 ab, sondern von der Wahl des Kapazitätswertes. D.h. der Modulationsvorgang kann mit niedriger Frequenz vorgenommen werden, um dem Transponder maximale Energie zur Verfügung stellen zu können. Das Datensignal wird auf einer Frequenz mit großem spektralen Abstand zum Träger ausgesandt. Darüber hinaus entsteht kein zweites Seitenband mehr, da keine Modulationsprodukte mit dem Trägersignal entstehen. Die Energie des Datensignals kann also im Empfänger vollständig genutzt werden. Diese Methode funktioniert theoretisch bei jeder Frequenz. So könnte beispielsweise auch eine Energieübertragung bei 13,56 MHz und einer Datenübertragung bei 27 MHz stattfinden.

Vergleich mit Lastmodulationsverfahren

Mit einem direkten Vergleich zwischen Lastmodulation und Frequenz-Konversion werden die Vorteile deutlich. Dazu wurde eine Spice-Simulation durchgeführt. Unter gleichen Bedingungen wurde eine Lastmodulation und das neue Verfahren getestet.

Abbildung 5.23 (a) zeigt den Verlauf der Spannung über der Transponder-Antenne unter Verwendung von Lastmodulation.

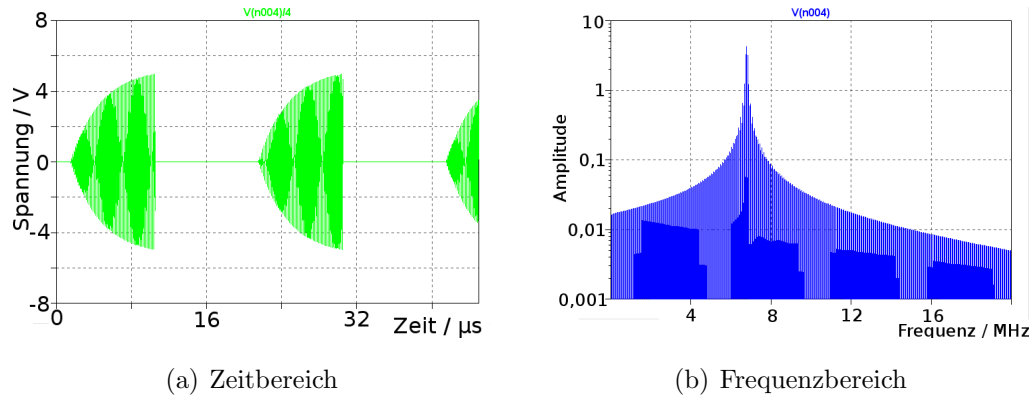


Abbildung 5.23: Antennenspannung bei Lastmodulation

Bei der Lastmodulation entsteht eine Einhüllende, welche im Spektrum Seitenbänder erzeugt. Diese befinden sich spiegelsymmetrisch oberhalb und unterhalb der Trägerfrequenz. Abbildung 5.23 (b) zeigt eine FFT (Fast Fourier Transformation) dieses Signals. In der Praxis liegen die Seitenbänder am Empfänger aufgrund ihrer geringen Amplitude unterhalb des Rauschteppichs. Während der Lastphase wird die im Schwingkreis gespeicherte Energie in Wärme umgesetzt. Dies wird durch die in Abbildung 5.26 (a) dargestellte Energiebilanz angedeutet. Zur Darstellung des zeitlichen Verlaufs und des Spektrums der Antennenspannung unter Anwendung des neuen Prinzips wurde die in Abbildung 5.24 dargestellte Spice Simulation verwendet.

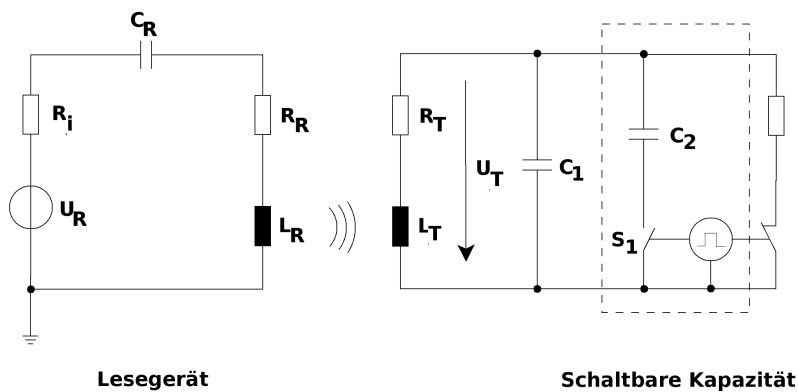


Abbildung 5.24: Spice-Simulation Frequenz-Konversion

Mit Hilfe der Quelle U_R und der Spule L_R wird ein Wechselfeld der Frequenz 6,78 MHz erzeugt. Über den Schalter S_1 kann die Kapazität C_2 zugeschal-

tet werden. Bei geschlossenem Schalter S_1 ist der Schwingkreis auf 6,78 MHz abgestimmt. Bei geöffnetem Schalter S_1 hat er eine Resonanzfrequenz von 10,7 MHz. In Abbildung 5.25 (a) ist der zeitliche Verlauf der Spannung über der Spule L_T zu sehen.

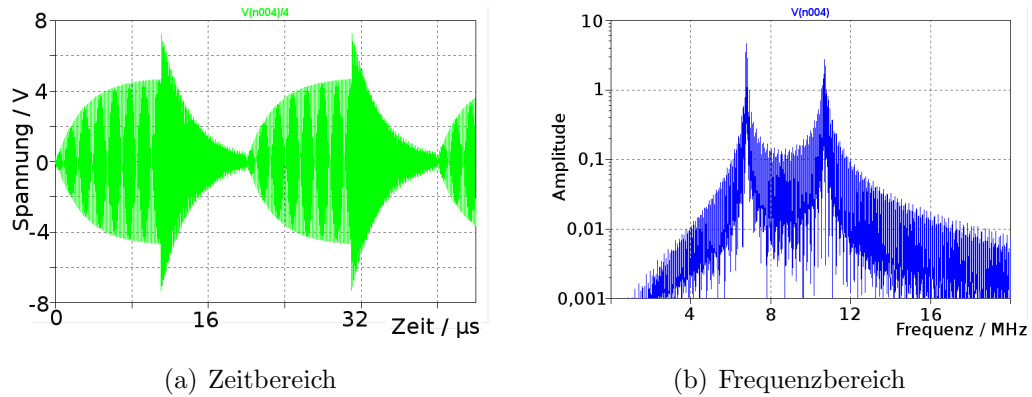


Abbildung 5.25: Antennenspannung bei Frequenz-Konversion

Deutlich zu erkennen sind die unterschiedlichen Phasen. Zunächst baut sich Spannung mit einer Frequenz von 6,78 MHz auf. Dann wird der Schalter S_1 geöffnet und der Schwingkreis schwingt auf der höheren Frequenz aus. Es entsteht ein 10,7 MHz Signal mit einer exponentialpulsförmigen Hüllkurve. Die Wiederholrate beträgt hier etwa 50 kHz. Im zugehörigen Spektrum (vgl. Abbildung 5.25 (b)) sind deutlich Frequenzkomponenten bei 10,7 MHz zu erkennen.

Abschätzung des erreichbaren SNR

Zur Abschätzung des erzielbaren Signal-zu-Rauschverhältnisses muss die im Empfänger zu erwartende Signaleffektivspannung sowie die Rauscheffektivspannung unter Berücksichtigung der Bandbreite ermittelt werden.

Zur Bestimmung des Signaleffektivwertes wird zunächst die im Schwingkreis gespeicherte Energie benötigt. Bei maximaler Reichweite beträgt die Spannungsamplitude über dem Schwingkreis aus Transponder-Spule und Abstimmkapazität etwa 3,5 V. Dies entspricht der minimalen Versorgungsspannung der Elektronik zuzüglich der Schwellspannung der verwendeten Gleichrichterioden. Die Energie oszilliert zwischen dem Kondensator und der Spule mit einer Frequenz von 6,78 MHz. Ist die Energie vollständig im Kondensator gespeichert, kann sie nach Grundlagenliteratur anhand der resultierenden

Spannung bestimmt werden. Es gilt:

$$W = \frac{1}{2} C_{1+2} U_1^2 \approx 844 \cdot 10^{-12} J$$

Befindet sich die Energie dann in der Spule, wird der Wert der Kapazität von C_{1+2} auf C_2 geändert mit Hilfe des Schalters SW1. Da die Energie konstant ist, ergibt sich nun eine neue Spannung U_2 von:

$$U_2 = \sqrt{\frac{2W}{C_2}} \approx 3.35 V$$

Das Signal lässt sich als periodisch exponentiell abklingende sinusförmige Schwingung beschreiben:

$$u_c(t) = U_2 e^{-t/\tau} \cdot \sin(2\pi f_2 \cdot t)$$

Die Frequenz f_2 beträgt in diesem Fall 10,7 MHz, und die Zeitkonstante τ ergibt sich aus der Güte des Schwingkreises und beträgt hier $2,76 \mu s$ (vgl. Kapitel 4.4). Wird dieses Signal periodisch mit der Periodendauer T wiederholt, so ergibt sich der folgende Signaleffektivwert:

$$U_{eff} = \sqrt{\frac{U_2}{T} \int_0^T (e^{-t/\tau} \cdot \sin(2\pi f_2 \cdot t))^2 dt} \approx 700 mV$$

Nach Einsetzen der entsprechenden Werte und Auflösung mit Hilfe entsprechender Integraltabellen ergibt sich ein Effektivwert von 700 mV. Mit Hilfe der in Kapitel 5.2.2 hergeleiteten Kanalübertragungsfunktion kann das Spannungsübersetzungsverhältnis bei 10,7 MHz mit etwa $3 \cdot 10^{-3}$ angegeben werden (vgl. Kapitel 5.3). Der am Empfänger entstehende Signaleffektivwert beträgt hier also etwa $2100 \mu V$. Der Rauscheffektivwert ergibt sich durch Integration der Rauschleistungsdichte (siehe Kapitel 5.2) über den Eingangsfrequenzbereich des Empfängers. Bei einer Bandbreite von 300 kHz ergibt sich ein Wert von $1500 \mu V$. Das SNR beträgt dann also

$$SNR = 10 \log \frac{(2100 \mu V)^2}{(1500 \mu V)^2} = +2,77 dB$$

Eine Verbesserung von 60.97 dB gegenüber einem herkömmlichen Übertragungsverfahren mit Lastmodulation kann erzielt werden.

Energiebilanz

Für eine energetische Betrachtung sind zwei Faktoren von Interesse: Zum einen die Bilanz zwischen ausgesendeter Energie und dafür notwendiger empfangener Energie. Zum anderen die negative Beeinflussung der Energieversorgung der Transponder-Elektronik.

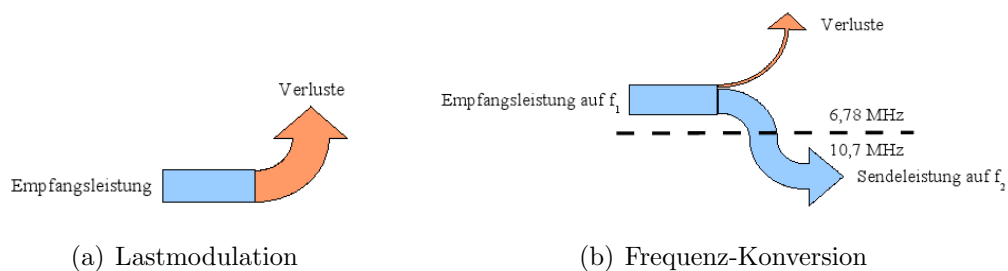


Abbildung 5.26: Vereinfachte Energiebilanz der Modulation

Bei der Frequenz-Konversion wird die im Antennenschwingkreis gespeicherte Energie direkt wieder ausgesant. Die Energie bleibt also in der Antenne und wird nicht durch das Frontend transportiert. D.h. es treten keine Verluste im Gleichrichter, bei der Speicherung in einem separaten Kondensator oder in einem separaten Sender auf (vgl. 5.26 (b)). Diese Methode ist daher sehr effizient.

Während der Datenübertragung ist keine unterbrechungsfreie Energieaufnahme des Transponders aus dem Feld möglich. Unter der Verwendung von Lastmodulation wird der Antennenschwingkreis zeitweise gedämpft, so dass keine kontinuierliche Versorgung über das Feld möglich ist. Dabei ist der Antennenschwingkreis im zeitlichen Mittel zu 50 % gedämpft. Daraus folgt, dass im zeitlichen Mittel in der Hälfte der Zeit keine Energie aufgenommen wird. Dieser Wert ist unabhängig von der Datenrate. Unter Verwendung von Frequenz-Konversion kann der Transponder ebenfalls zeitweise keine Energie aufnehmen. Jedoch kann die Umschaltzeit und -Dauer zwischen den beiden Frequenzen entsprechend den Übertragungsverhältnissen angepasst werden. Die Wiederholrate der Exponentialpulse kann maximal so groß gewählt werden, dass in den Modulationspausen genügend Zeit zur Verfügung steht, den Pufferkondensator nachzuladen. Mit den in Kapitel 4.4 ermittelten Werten wäre eine Periodendauer von minimal $20 \mu s$ möglich. Jedoch ist das SNR am Empfänger abhängig vom Effektivwert des Signals. Dieser ist wiederum pro-

portional zu $\frac{1}{\sqrt{T}}$, mit T der Periodendauer. Aufgrund der Beschränkung durch die Zeitkonstante beim Laden des Pufferkondensators ist eine Periodendauer von unter $20 \mu s$ bzw einer Frequenz von über 50 kHz nicht möglich. Das SNR beträgt dann -2,6 dB, welches ein

Bandbreite

Die Bandbreite des Sendesignals wird nun ermittelt. Dieser Wert ist zur Dimensionierung des Empfangsfilters notwendig. Das Signal besteht aus einem 10,7 MHz Träger, welcher durch eine Folge von einseitigen Exponentialpulsen moduliert wird (vgl. Abbildung 5.25). Zur Bestimmung der Bandbreite kann das entsprechende Basisbandsignal betrachtet werden. Abbildung 5.27 oben zeigt einen einzelnen Exponentialpuls im Folgenden auch Elementarsignal genannt. Unten zum Vergleich ein Rechteckpuls, aus dem ein Manchestersignal zusammengesetzt wird. Die Fouriertransformierte des einseitigen Exponential-

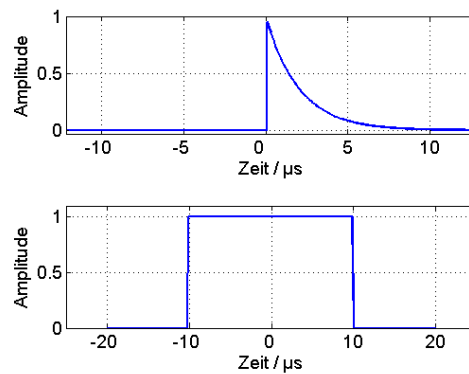


Abbildung 5.27: Einzelsymbole

pulses lautet [43]:

$$F\{x_e(t)\} = \int_0^{\infty} e^{-t/\tau} \cdot e^{-j\omega t} dt = \int_0^{\infty} e^{-(1/\tau + j\omega)t} dt = \frac{1}{1/\tau + j\omega}$$

Die Zeitkonstante τ kann dabei aus der Güte des Antennenschwingkreises ermittelt werden. In diesem Fall beträgt sie etwa $83 \mu s$. Abbildung 5.28 zeigt die Fouriertransformierte des Exponentialpulses und des Rechteckpulses. Die obere durchgezogene Kurve zeigt dabei die Fouriertransformierte des Exponentialpulses für einen Frequenzbereich von -250 kHz bis +250 kHz. Die untere

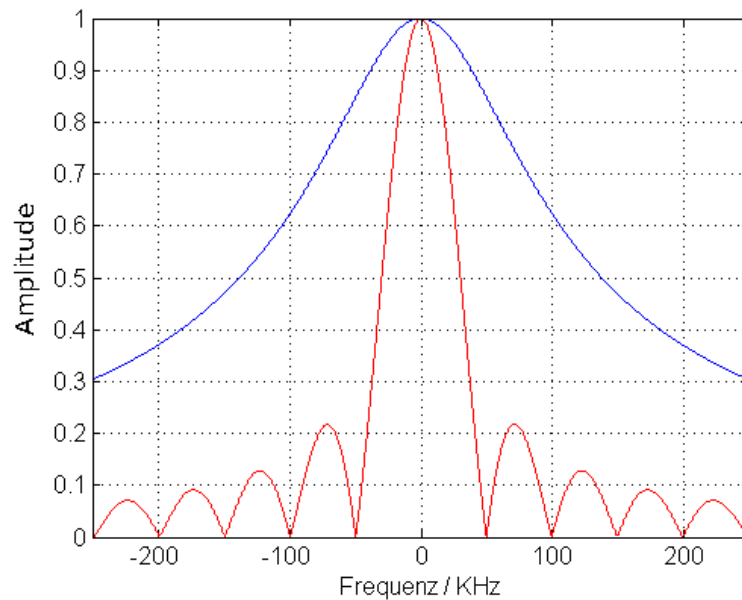


Abbildung 5.28: Fouriertransformierte der Elementarsignale für Lastmodulation und Frequenz-Konversion

Kurve zeigt die Fouriertransformierte des Rechteckimpulses. Es lässt sich sagen, dass die 3 dB Bandbreite des Exponentialpulses etwa dreimal so groß ist, wie die des Rechteckimpulses.

Die periodische Aneinanderreihung der Elementarimpulse zu einem Datensignal entspricht einer Multiplikation des Spektrums mit einer Dirac-Folge. Die Bandbreite des Datensignals entspricht dabei weiterhin der Bandbreite des einzelnen Exponentialpulses. Auch bei der Manchesterkodierung wird die Bandbreite des Datensignals von der Bandbreite des Rechteckpulses bestimmt. Verändert man nun die Datenrate, so verändert sich die Periodendauer des Manchestersignals und damit seine Bandbreite. Bei Frequenz-Konversion hingegen ist die Bandbreite konstant. Diese wird durch die Zeitkonstante des Exponentialpulses festgelegt, die durch die Güte des Antennen-Schwingkreises bestimmt wird. Die Periodizität und damit die Datenrate des Signals hat also keinen Einfluss auf die benötigte Bandbreite.

Störfestigkeit

Ein wichtiger Faktor bei einem medizinischen Sensortransponder-System ist die Störfestigkeit. Im Umfeld von medizinischen und nicht medizinischen Geräten soll die Datenübertragung sichergestellt sein. Dabei spielt die Wahl der Frequenz für die Datenübertragung eine wichtige Rolle. Im Folgenden soll zur Beurteilung der Störfestigkeit ein schmalbandiger Störer angenommen werden. Die Frequenz soll für den schlimmsten anzunehmenden Fall im Bereich der Datensignalfrequenz liegen.

Die BER ist ein Maß für Empfangsqualität. Durch das Signal-zu-Rausch-verhältnis wird die BER maßgeblich bestimmt. Hier soll jedoch nur auf die Verschlechterung der BER durch das Störsignal eingegangen werden. Daher wurde für die folgenden Betrachtungen ein ideales rauschfreies System angenommen.

Es wurde eine Simulation mit Matlab durchgeführt. Zunächst wurden Zufallsdatenfolgen mit einer Länge von 1024 Symbolen erzeugt. Um die beiden Techniken vergleichen zu können, wurde für beide Fälle eine Datenrate von 25 kBit/s gewählt. Dies entspricht einer Symboldauer von $40 \mu\text{s}$. Da ein Exponentialpuls eine Länge von $20 \mu\text{s}$ hat, kann ein Symbol aus zwei Exponentialpulsen bestehen. Abbildung 5.29 zeigt einen Ausschnitt aus diesem Signal. Dieses Signal kann nun mit einem Störsignal unterschiedlicher Frequenz und

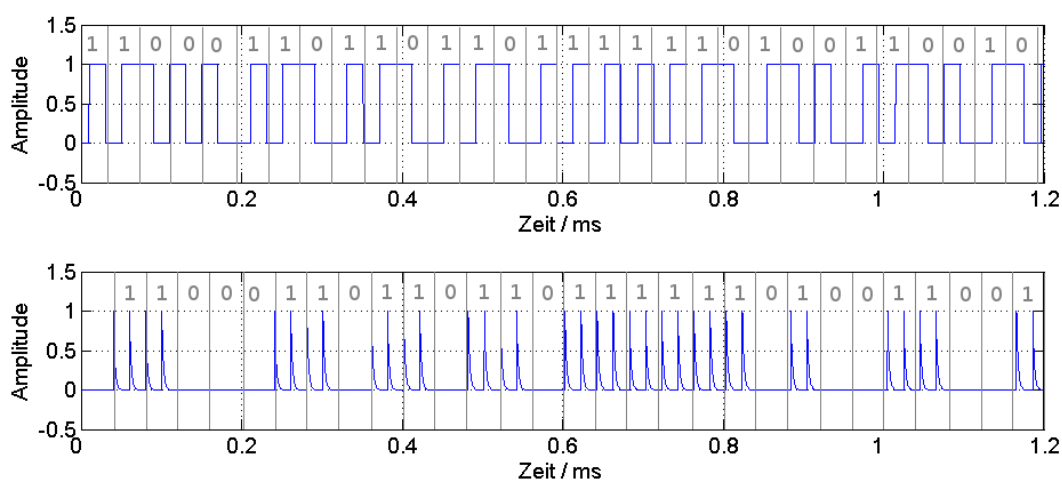


Abbildung 5.29: Ausschnitt aus Datensignalen

Amplitude überlagert werden. Im nächsten Schritt wird das Signal durch entsprechende Matched-Filter (siehe Kapitel 5.4.3.2) gefiltert. Das Ausgangssignal

des Matched-Filters wird dann jeweils entsprechend dem "Maximum-Likely-Hood"-Prinzip (vgl. Kapitel 5.4.3.2) nach einer Symboldauer abgetastet und dekodiert. Zur Beurteilung der Entscheidungssicherheit wird nun eine Verteilung dargestellt. Abbildung 5.30 (a) zeigt die Verteilung der Abtastwerte für eine ungestörte Übertragung. Dabei entspricht die Abzissenachse dem Abtast-

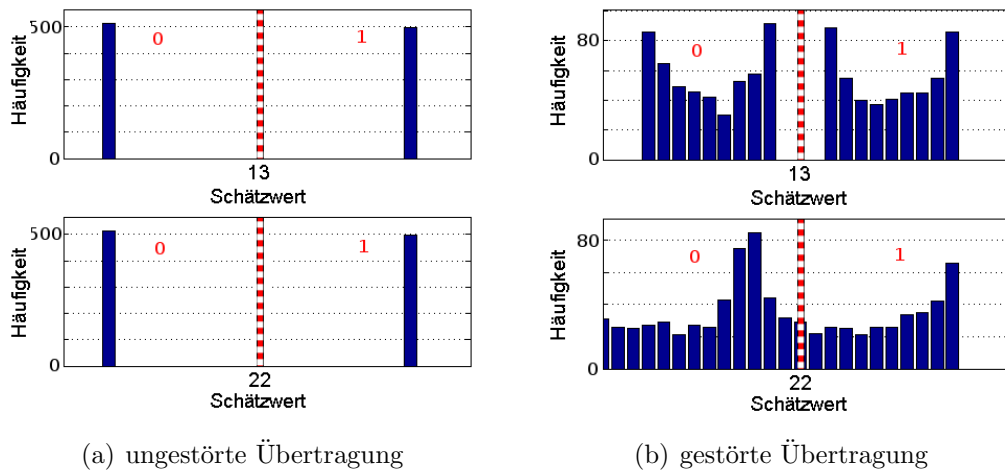


Abbildung 5.30: Verteilung der Abtastwerte

wert und die Ordinatenachse der Häufigkeit. Die Abzissenachse wurde dabei in 20 Stufen quantisiert. Zu sehen ist eine enge Verteilung auf die beiden Symbole. Die Entscheidungsschwelle ist durch eine gestrichelte Linie angedeutet. Die Anzahl der fehlerhaft detektierten Symbole ist gleich null. Wird nun die Störsignalamplitude erhöht, kommt es zu Fehlentscheidungen. Abbildung 5.30 (b) zeigt die Verteilung für den Fall, dass die Störsignalamplitude der Hälfte der Signalamplitude entspricht. Für das Manchestersignal und für das Frequenzumtastungssignal wurden etwa in diesem Fall 15 % der Symbole falsch erkannt. Deutlich ist eine Variation der Abtastwerte zu sehen.

Nun kann für jede Störsignalamplitude und Frequenz die Anzahl der fehlerhaft erkannten Symbole und somit die BER ermittelt werden. Die Störsignalfrequenz wurde von 10 Hz bis 200 kHz variiert und die Amplitude von 0 % bis 100 % der Datensignalamplitude. Bei der Lastmodulation mit Manchesterkodierung entspricht eine Frequenz von 0 Hz im Basisband einer Frequenz von $6,78 \text{ MHz} + 25 \text{ kHz}$. Bei der Frequenz-Konversion entspricht 0 Hz einer Frequenz im 10,7 MHz im Passband. Abbildung 5.31 und 5.32 zeigen das Simulationsergebnis.

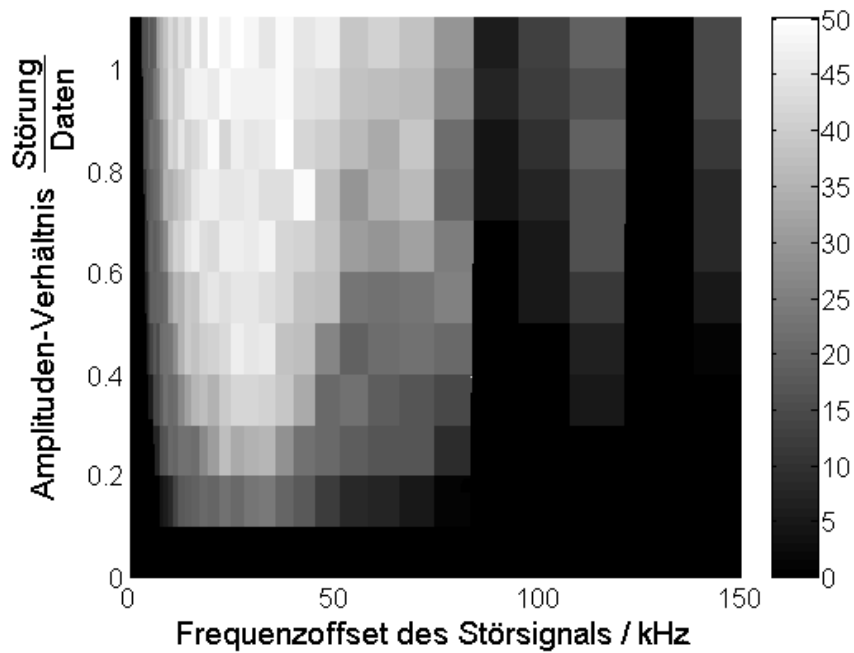


Abbildung 5.31: BER bei Manchesterkodierung

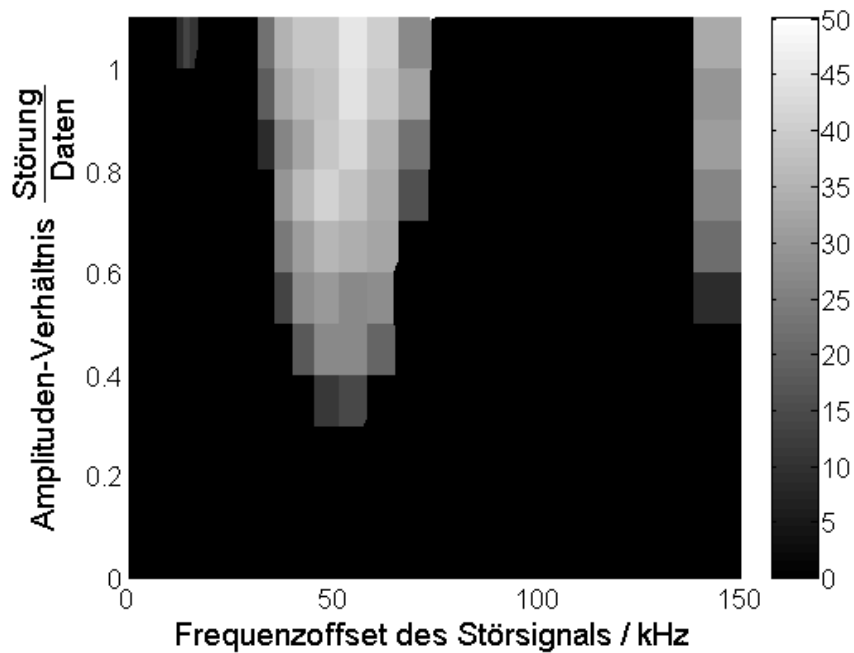


Abbildung 5.32: BER bei Frequenz-Konversion

Zu sehen ist die BER, durch unterschiedliche Farben kodiert. Auf der Abszissenachse ist die Frequenz und auf der Ordinatenachse die Amplitude des Störsignals aufgetragen. Eine rötliche Farbe bedeutet eine hohe Fehlerrate, ei-

ne bläuliche Farbe eine niedrige Fehlerrate. Zunächst lässt sich sagen, dass bei einer Störfrequenz von 50 kHz, welche der doppelten Symbolfrequenz entspricht, beide Verfahren eine starke Störanfälligkeit zeigen. Bei der Frequenz-Konversion treten vermehrt Übertragungsfehler bei 50 kHz-Störung auf, wenn die Störamplitude etwa $1/3$ der Signalamplitude entspricht. Bei der Manchesterkodierung treten bereits bei $1/10$ Fehler auf. Insgesamt ist der aufgespannte Bereich aus Störfrequenz und Amplitude, in dem Übertragungsfehler auftreten, bei der Frequenz-Konversion geringer. Das Signal einer Frequenz-Konversion lässt sich nur in einem schmalen Frequenzbereich um die Symbolfrequenz und bei allen ungeradzahigen Vielfachen stören. Dies lässt sich dadurch erklären, dass das Datensignal im Spektrum bei allen anderen Frequenzen keine Anteile besitzt. Bei der Wahl der Übertragungsfrequenz sollte also darauf geachtet werden, dass sich eventuelle Störer in den entsprechenden Frequenzbereichen befinden.

Vor- und Nachteile

Unter Verwendung des neuen Verfahrens kann das Signal-zu-Rauschverhältnis erheblich verbessert werden. Eine Übertragung ist auch für größere Abstände möglich, auch wenn dies mit klassischer Lastmodulation mit Manchesterkodierung nicht mehr möglich ist. Der schaltungstechnische Aufwand auf der Transponderseite ist minimal. Die Energieübertragung vom Lesegerät zum Transponder wird nicht verschlechtert. Untersuchungen zur Störfestigkeit wurden durchgeführt. Es hat sich gezeigt, dass die Frequenz-Konversion für Störer gleicher Frequenz empfindlich ist. Jedoch ist sie insgesamt gesehen störunempfindlicher im Vergleich zur Manchesterkodierung. Bei Verwendung von Lastmodulation entstehen Probleme bei einer Lageänderung des Transponders. Eine zeitliche Änderung der Gegeninduktivität hat eine Amplitudenschwankung des Trägers zur Folge, die sich dem Datensignal irreversibel überlagert. Bei der Frequenz-Konversion hingegen wird ein Signal auf separater Frequenz erzeugt, welches von dem Trägersignal unabhängig ist.

5.4.3 Signalfilterung und -aufbereitung

5.4.3.1 Überlagerungstechnik

Die Verwendung digitaler Signalverarbeitung hat unter anderem den Vorteil, dass Signalverläufe gespeichert werden können. So ist es möglich, durch Überlagerung den Anteil statistisch verteilter Störungen zu reduzieren. Das Signal-zu-Rauschverhältnis wird so verbessert.

Ziel der Überlagerungstechnik ist das Verbessern des Signal-zu-Rauschverhältnisses. Die Verbesserung des Signal-zu-Rauschverhältnisses wird SNI (Signal to Noise Improvement) genannt und ist abhängig von der Anzahl der Überlagerungen. Dabei werden mehrere Signale, die das gleiche Nutzsignal enthalten, phasenrichtig aufaddiert. Die Anteile des Nutzsignals summieren sich, während sich unkorrelierte Rauschanteile aufheben. Für Überlagerungsfilter gilt daher:

$$SNI_P = N$$

mit N: Anzahl der Überlagerungen, bzw.

$$SNI_{U,I} = \sqrt{N}$$

für Spannungen oder Ströme. Voraussetzung für die Überlagerung ist, dass das Signal jeweils mit gleicher Phasenlage vorliegt. Wird dieses Signal z.B. 40 mal überlagert, so verbessert sich das Signal/Rausch-Verhältnis um

$$SNI_{U,I} = \sqrt{40} = 6,3 \text{ dB}$$

Um mehrere Antworttelegramme überlagern zu können, wäre es nötig, ein Synchronisierungssignal zum Transponder zu übertragen. Ein entsprechender Mechanismus wird in Kapitel 5.4.3.5 erläutert.

Der Einsatz der Überlagerungstechnik ist einfach und verbessert das Signal-zu-Rauschverhältnis.

5.4.3.2 Rauschangepasste Filter

Matched-Filter

Durch den Einsatz eines Matched-Filter-Empfängers kann das Signal-zu-Rauschverhältnis vor einem Detektor maximiert werden. Signalformen können noch erkannt werden, wenn das Empfangssignal stark verrauscht und gestört ist und

deshalb für einen Empfänger mit Komparator als Entscheider nicht mehr erkennbar ist. Durch die Flexibilität des Filters ist er auf Signalverformungen durch vorangehende Signalverarbeitungsschritte anpassungsfähig. Eine ausführliche Herleitung des Matched-Filters befindet sich in [42]. An dieser Stelle soll nur das Ergebnis erörtert werden:

Als Modell dient eine Übertragungsstrecke nach Abbildung 5.33. Die zu

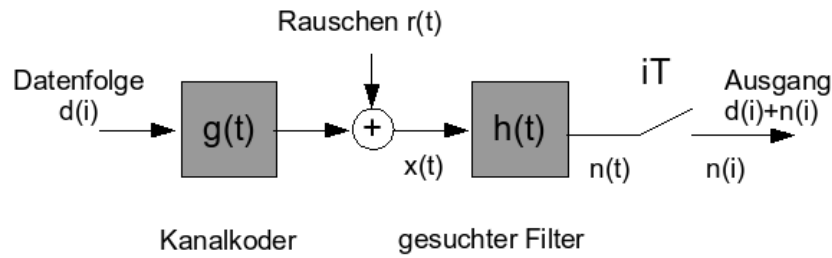


Abbildung 5.33: Vereinfachte Übertragungsstrecke

übertragenden Informationen, z.B. die Bitfolge des Antworttelegramms, sind mit $d(i)$ bezeichnet. Diese Bitfolge wird vor der Übertragung mit Hilfe des Sendefilters $g(t)$ zu einer Symbolfolge geformt. Während der Übertragung über den Kanal wird Rauschen $r(t)$ hinzugefügt. Am Filter steht nun das Signal $x(t)$, das die Daten und additives Rauschen enthält, zur Verfügung. Am Ausgang des Filters sollen nun die rekonstruierten Informationen erscheinen. Die Aufgabe besteht also darin, die Impulsantwort des Filters $h(t)$ so zu entwerfen, dass das Signal/Rausch-Verhältnis maximal wird. Durch Faltung des Empfangssignals mit den Filterübertragungsfunktionen $g(t)$ und $h(t)$ erhält man nach [41] ein Signal-zu-Rauschverhältnis von

$$SNR = \frac{\hat{d}^2}{N_0/2} \cdot \frac{[\int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)g(T_0 - \tau)d\tau]^2}{\int_{-\infty}^{\infty} g^2(\tau)d\tau \cdot \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\tau)d\tau} \quad (5.4)$$

Dieses Signal/Rausch-Verhältnis wird nun maximal, wenn gilt [41]:

$$h(t) = a \cdot g(T_0 - \tau)$$

mit a reelle Konstante. Wenn diese Bedingung erfüllt ist, so ist das Signal-zu-Rauschverhältnis maximal! Wie zu erkennen, muss die Impulsantwort des Filters dem zeitlich gespiegelten Sendesignal entsprechen. Das Ausgangssignal ist die Faltung aus dem verrauschten empfangenen Signal und der Impulsantwort des Filters $h(t)$. Man erhält also am Ausgang die gesendete Information,

wenn man das Empfangssignal $x(t)$ mit der Sendesignalform $g(t)$ multipliziert und über ein Intervall integriert. Diese Erkenntnis wird nun verwendet, um einen entsprechenden digitalen Filter zu konstruieren.

Erzielbare Verbesserung des SNR

Die Verbesserung des Signal-zu-Rauschverhältnisses durch Einsatz eines Matched-Filters wird nun berechnet. Anschließend wird das Ergebnis anhand einer Simulation mit realistischen Signalen verifiziert.

Das Signal-zu-Rauschverhältnis vor dem Matched-Filter ist definiert als

$$SNR_e = \frac{u_{seff}^2}{u_{neff}^2}, \text{ mit } u_{seff}^2 = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} g_s^2(t) dt$$

wobei $g_s(t)$ das Einzelsymbol mit der Dauer T ist. Im Falle eines Matched-Filters ist das SNR maximal, so dass nach dem Matched-Filter gilt (siehe):

$$SNR_b = \frac{\bar{E}_s}{N_0/2}, \text{ mit } \bar{U}_s = \bar{d}^2 \int_{-\infty}^{\infty} g_s^2(t) dt$$

Mit \bar{d}^2 ist der quadratische Mittelwert des Datenvektors gemeint, welcher sich aus den zu sendenden Datenbits zusammensetzt. Bei unipolaren Daten $d(i) \in \{0, +d\}$ beträgt dieser 0,25. Nun wird noch die Beziehung zwischen der spektralen Rauschleistungsdichte N_0 und dem Rauscheffektivwert u_{reff}^2 benötigt. Der Effektivwert ergibt sich aus der Integration der spektralen Rauschleistungsdichte über die Rauschbandbreite:

$$u_{reff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-B_r}^{B_r} N_0 d\omega = \frac{1}{\pi} N_0 \cdot B_r \quad (5.5)$$

wobei angenommen wird, dass Rauschen in diesem Frequenzband gleichverteilt ist. Die Bandbreite B_r wird durch die Eingangsbandbreite des Empfängers bzw. durch die Abtastfrequenz bestimmt. Nach Nyquist beträgt die Abtastrate der doppelten Bandbreite des Eingangsfilters. So werden Aliasing-Effekte vermieden.

Das SNI eines Matched-Filters beträgt:

$$SNI = \frac{SNR_b}{SNR_a}$$

Setzt man nun SNR_e und SNR_b unter Berücksichtigung von 5.5 ein, so erhält man schließlich für das SNI:

$$SNI = \frac{2}{\pi} \bar{d}^2 \cdot T \cdot B_r \quad (5.6)$$

Die Verbesserungsmöglichkeit des Signal-zu-Rauschverhältnisses durch einen Matched-Filter hängt also von den Eigenschaften der verwendeten Symbole ab. Das SNI ist groß für Symbole, die eine große Bandbreite und dabei eine große Symboldauer aufweisen.

Bei der Methode der Frequenz-Konversion nach Kapitel 5.4.2.2 wird die Bandbreite des Symbols durch die Frequenzanteile der exponentiell abklingenden Schwingung auf 10,7 MHz bestimmt. Die 3 dB Bandbreite beträgt etwa 150 kHz (vgl. Abbildung 5.27). Dies entspricht einer äquivalenten Rauschbandbreite von 236 kHz. Ein einzelner Exponentialpuls dauert $20 \mu s$. Wird ein Symbol aus einem Exponentialpuls gebildet, so ergibt sich eine Datenrate von 50kBit/s. Da dieser Wert über den Anforderungen liegt, empfiehlt es sich, ein Symbol aus mehreren Exponentialpulsen zu bilden. Dadurch verlängert sich die Symboldauer T , und damit steigt das SNI. Die Bandbreite des Signals ist davon unbeeinflusst. Würde man beispielsweise 31 Exponentialpulse verwenden und einen ADC mit 5 Ms/s, ergäbe sich ein SNI von

$$SNI_{dB} = 10 \log \left(\frac{2}{\pi} \cdot 0,25 \cdot 20 \cdot 10^{-6} s \cdot 31 \cdot 2,5 \frac{1}{s} \right) \approx 23,9 \text{ dB}$$

Für eine Datenrate von 12,5 kHz können noch vier Exponentialpulse zu einem Symbol zusammengesetzt werden. In diesem Fall würde das SNI ca. 15 dB betragen.

Für eine Abschätzung wurden mit Hilfe von Zufallsdaten 256 Symbole zu einem Signal zusammengesetzt. Es wurden die in Abbildung 5.42 gezeigten Symbole verwendet. Das SNR wurde vor und nach der Matched-Filterung ermittelt. Tabelle 5.34 zeigt die Ergebnisse:

Die Tabelle (a) zeigt die Werte für ein Symbol aus 31 Exponentialpulsen. Bei der Tabelle (b) wurden 4 Exponentialpulse verwendet. Im Mittel wurde im oberen Fall ein SNI von 24.1 dB erreicht, welches dem theoretisch errechneten Wert von 23,9 dB in etwa entspricht. Wie zu erkennen, wird das eingangsseitige SNR nicht durch die Symbollänge beeinflusst. Der Grund dafür liegt in der Tatsache, dass das Eingangs-SNR vom Effektivwert des Exponentialpulses bestimmt wird. Dieser ist unabhängig von der Symbolrate. Das Ausgangs-SNR hingegen ist größer für längere Symbole. In diesem Fall steigt das SNR um etwa 9 dB von 4 auf 31 Exponentialpulsen.

SNR e	SNR a	Differenz
-4,9	19,2	24,1
-10,9	13,3	24,1
-24,9	-0,7	24,2
-31,0	-6,8	24,1
-34,4	-10,1	24,2

(a) 31 Pulse

SNR e	SNR a	Differenz
-4,9	19,2	17,8
-10,9	13,3	17,7
-24,9	-0,7	17,8
-31,0	-6,8	17,8
-34,4	-10,1	17,9

(b) 4 Pulse

Abbildung 5.34: Verbesserung des SNR bei Matched-Filterung für unterschiedliche Symbol Dauern

Konstruktion eines Matched-Filter-Empfängers

Mit den gewonnenen Erkenntnissen lässt sich nun ein Matched-Filter-Empfänger konstruieren. Die Aufgabe besteht darin, mit Hilfe von Matched-Filtern eine optimale Empfängerstruktur zu entwerfen. Dabei ergeben sich einige Voraussetzungen für die praktische Umsetzung.

Die Funktionalität des Empfängers liegt darin, mit Hilfe von Matched-Filtern zu entscheiden, welches Symbol gerade gesendet wurde. In dieser Anwendung beschränkt sich die Anzahl der möglichen Informationen auf zwei. Es soll also mit einer minimalen Wahrscheinlichkeit der Fehlentscheidung erkannt werden, ob eine logische "1" oder "0" gesendet wurde.

Das so genannte Maximum-Likelihood-Kriterium gibt an, mit welcher Wahrscheinlichkeit das Empfangssignal "x" einem der möglichen Symbole g^*_m entspricht. Die Herleitung befindet sich in [42].

$$Q_m(m) = \frac{1}{a} g_m^* x - \frac{1}{2} U_m$$

Aus dem nun gewonnenen Kriterium lässt sich ein Empfänger konstruieren, der für ein unbekanntes Empfangssignal die Ähnlichkeiten mit beiden möglichen Signalformen bestimmt und dementsprechend eine Entscheidung trifft. Die Ähnlichkeit hängt dabei von der Energie des Symbols ab. Ist die Energie der beiden möglichen Symbole maximal verschieden, so ist die Entscheidungssicherheit auch maximal. Die Differenz, die zwischen den beiden Filtern erreicht werden kann, wird als Euklidische Distanz bezeichnet. Die Vektormultiplikation der abgetasteten Werte entspricht im Zeitbereich einer Faltung. Es

ergeben sich daher zwei Systeme mit einer Impulsantwort, die der Matched-Filter-Bedingung entspricht. Eine solche Struktur ist in Zeichnung 5.35 zu erkennen.

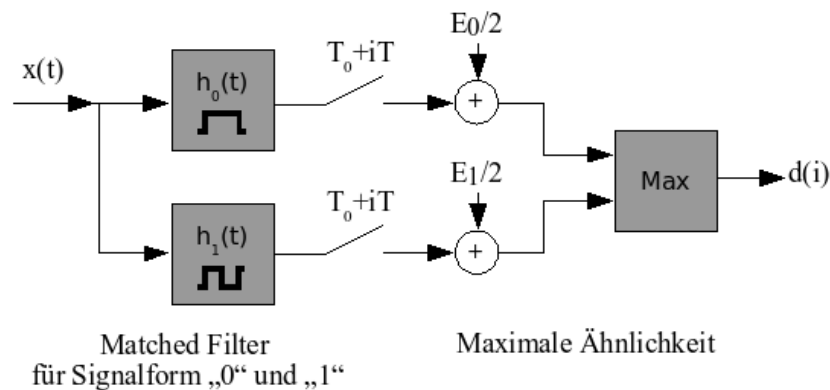


Abbildung 5.35: Matched Filter nach MMaximum LikelihoodKriterium

Das Empfangssignal wird über zwei Matched-Filter geleitet, die jeweils Impulsantworten für beide Symbole enthalten. Dazu wird das Signal mit der entsprechenden Symbolform $g_m(t)$ gefaltet. Nach jeweils einer Periode werden die Ausgangssignale der Filter abgetastet und der größere Wert ermittelt, wobei die unterschiedlichen Energien der Symbole durch den Korrekturfaktor berücksichtigt werden. Auf diese Weise wird die gesendete Information gefunden.

Für die folgenden Beispiele wurden jeweils 64 Symbole zufällig ausgewählt, zu einem Sendesignal g_m zusammengesetzt und mit Rauschen beaufschlagt. Nach der Faltung wird das Signal jeweils nach einer Symbolperiode abgetastet. Abbildung 5.36 zeigt das entsprechende Signal. Das Diagramm zeigt die beiden

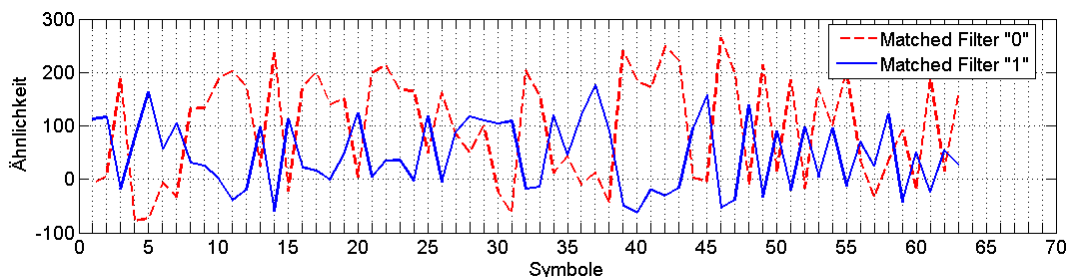


Abbildung 5.36: Empfangssignal nach Matched-Filterung und Abtastung

Signalverläufe der beiden Filter. Jeder Wert auf der Abzissenachse entspricht

dabei einer Abtastung und damit einem Symbol. Der Ordinatenwert gibt die Wahrscheinlichkeit an, dass das entsprechende Symbol gesendet wurde. Der größere Wert der beiden Matched-Filter gibt daher an, welches Symbol mit größerer Wahrscheinlichkeit gesendet wurde.

Zur Auswertung der Entscheidungssicherheit lässt sich aus den Ordinatenwerten eine Verteilung darstellen. Abbildung 5.37 zeigt die Verteilung der Wahrscheinlichkeitswerte für das empfangene Signal. Die Abzissenachse stellt

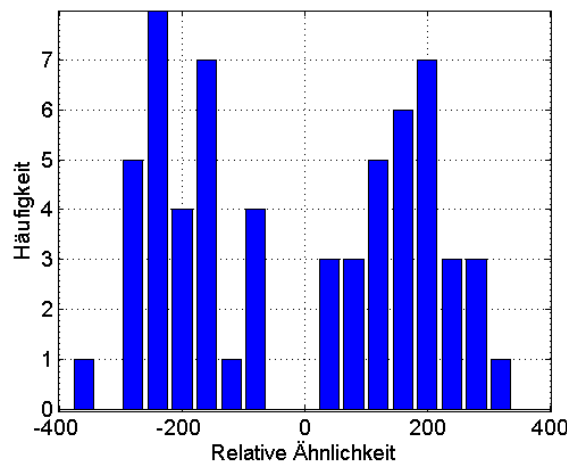


Abbildung 5.37: Verteilung der Schätzwerte

den Schätzwert dar und die Ordinatenachse die Anzahl der aufgetretenen Werte. Dabei wurden die Wahrscheinlichkeitswerte in 10 Bereiche aufgeteilt. Durch den Einfluss des Rauschens verschlechtert sich der Störabstand, was sich durch eine Verbreiterung der Verteilungskurven bemerkbar macht. Befindet sich ein Schätzwert auf der anderen Seite der Schwelle, so wird das entsprechende Symbol falsch erkannt.

Erzielbare BER unter Verwendung von Frequenz-Konversion

Mit Hilfe des konstruierten Matched-Filter-Empfängers können nun Bitfehlerraten ermittelt werden. Die Bitfehlerrate (BER) gibt dabei das Verhältnis zwischen der Anzahl der fehlerhaft erkannten und gesendeten Bits an. Anhand der BER kann dann bestimmt werden, welches SNR später im Empfänger benötigt wird um eine ausreichend fehlerfreie Datenübertragung sicherzustellen. Mit Hilfe einer Matlab-Simulation wurden die BER ermittelt.

Viermal 8162 Symbole wurden zu einem Sendesignal zusammengesetzt. Bei

allen vier Signalen wurden unterschiedliche Zufallsdaten verwendet. Die zeitliche Auflösung betrug 200 ns. Ein Symbol wurde aus 31 Exponentialpulsen zusammengesetzt. Die Symbole weisen untereinander minimale Ähnlichkeit auf. Abbildung 5.38 zeigt das Ergebnis. Das Diagramm stellt die BER für ver-

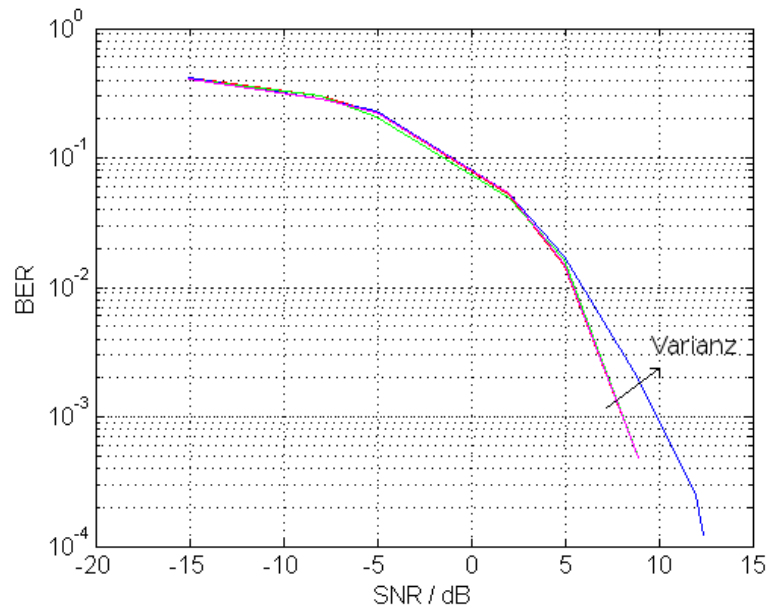


Abbildung 5.38: Bitfehlerrate bei der Übertragung mit Frequenz-Konversion

schiedene SNR am Matched-Filter-Ausgang dar. Dabei wurde die ermittelte Verbesserung des SNR durch den Matched-Filter von 20 dB berücksichtigt. Für eine BER von 10^{-3} ist ein SNR von 10 dB notwendig. Vor dem Matched-Filter ist dazu ein SNR von -10 dB zu erreichen. In Kapitel 5.4.2.2 wurde das SNR für die Verwendung der Frequenz-Konversions-Methode auf +2.77 dB geschätzt. Dieser Wert liegt oberhalb des minimal erforderlichen SNR. Damit lässt sich eine sichere Übertragung der Daten gewährleisten.

5.4.3.3 Fensterung

In diesem Kapitel wird eine Methode vorgestellt, wie bei einem Maximum-Likelihood-Empfänger die Störsicherheit gegenüber Schwebungen erhöht werden kann. Dazu wird der vorgestellte Matched-Filter modifiziert. In Kapitel 5.2.3 wurden die Auswirkungen durch eine verstimmte Antenne vorgestellt. Insbesondere bei Transpondersystemen führen verstimmte Antennen zu Schwebun-

gen im Empfangssignal.

Die Entscheidungssicherheit eines Matched-Filter-Empfängers mit Maximum-Likelihood-Entscheider wird durch den Euklidischen Abstand zwischen den Symbolen bestimmt. Dieser hängt letztlich vom Energiegehalt der Symbole ab. Wird nun durch ein überlagertes niederfrequentes Signal die Energie eines Symbols beeinflusst, so sinkt der Euklidische Abstand und damit steigt die Rate der fehlerhaft erkannten Symbole. Abbildung 5.39 zeigt beispielhaft ein Empfangssignal mit einer Schwebung. Die Frequenz der Schwebung beträgt in diesem Beispiel 12 kHz mit einer Amplitude von 50 % des Datensignals.

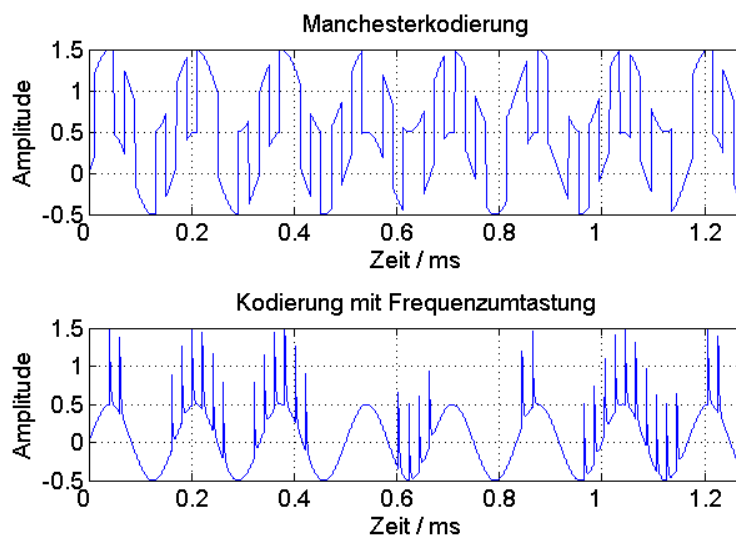


Abbildung 5.39: Empfangssignale mit Überlagerung einer Schwebung

Nach der Filterung durch Matched-Filter ist die Auswirkung auf den MLH-Empfänger erkennbar. Abbildung 5.40 (a) zeigt die Verteilung der Schätzwerte des Matched-Filter-Empfängers. Die Variation der Ähnlichkeitswerte an den Stellen der Abtastzeitpunkte wird durch die Schwebung erhöht.

Die Ursache liegt in der Tatsache begründet, dass zur Bestimmung der Ähnlichkeit eine mathematische Faltung durchgeführt wird. Die überlagerte Schwebung führt zu einem erhöhten Betrag der Faltung zum Zeitpunkt der Abtastung.

Eine Verbesserung kann erzielt werden, wenn der Matched-Filter leicht modifiziert wird. Normalerweise wird das komplette Empfangssignal mit der Matched-Filter-Impulsantwort gefaltet. Dann wird nach jeweils einer Sym-

bolperiode abgetastet. Die Modifizierung besteht nun darin, dass das Signal zunächst gefenstert wird. Dazu wird das Signal in Abschnitte unterteilt. Die Aufteilung erfolgt so, dass ein Abschnitt jeweils ein Symbol enthält. Die Energie eines Signalabschnittes wird ermittelt und auf die Energie der möglichen Symbole normiert. Dies ist möglich, da die Energie der möglichen Symbole bekannt ist. Sollte aufgrund einer niederfrequenten Schwebung ein Signalabschnitt beeinflusst worden sein, so macht sich das durch einen Signaloffset bemerkbar, der auf diese Weise beseitigt wird. Anschließend wird der Signalabschnitt mit den möglichen Symbolen multipliziert und über alle Multiplikatoren summiert. Das Ergebnis ist der Ähnlichkeitswert ohne den Energiegehalt der Schwebung. Abbildung 5.40 (b) zeigt die Verteilung bei Matched-Filterung mit vorangehender Fensterung. Deutlich zu sehen ist eine Verbesserung des Störabstandes.

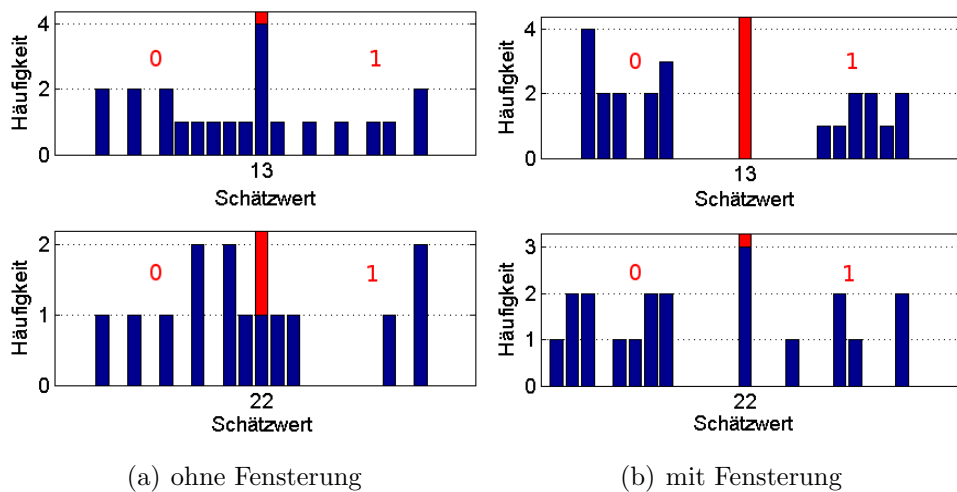


Abbildung 5.40: Verteilung der Schätzwerte

5.4.3.4 Optimale Sendesymbole

Nach Formel 5.6 steigt das erzielbare SNI am Matched-Filter-Ausgang linear mit der Symboldauer an. Es empfiehlt sich also, die Symbollänge an die geforderte Datenrate anzupassen. Unter Verwendung der Frequenz-Konversions-Methode wird ein Symbol aus Exponentialpulsen zusammengesetzt. Wie bereits erörtert, können vier solcher Exponentialpulse aneinander gereiht werden, um die geforderte Datenrate in etwa zu treffen. Das SNI ist somit viermal so

groß.

Nach der Matched-Filterung findet eine Abtastung statt. Ein nachgeschalteter Entscheider dekodiert das Datensignal nach der Maximum-Likelihood-Methode. Für die Entscheidungssicherheit ist die Euklidische Distanz zwischen den Symbolen von Bedeutung. Diese ist abhängig von der Differenz der Abtastwerte nach der Matched-Filterung. Eine Möglichkeit, diesen Wert zu maximieren, stellt Abbildung 5.41 dar.

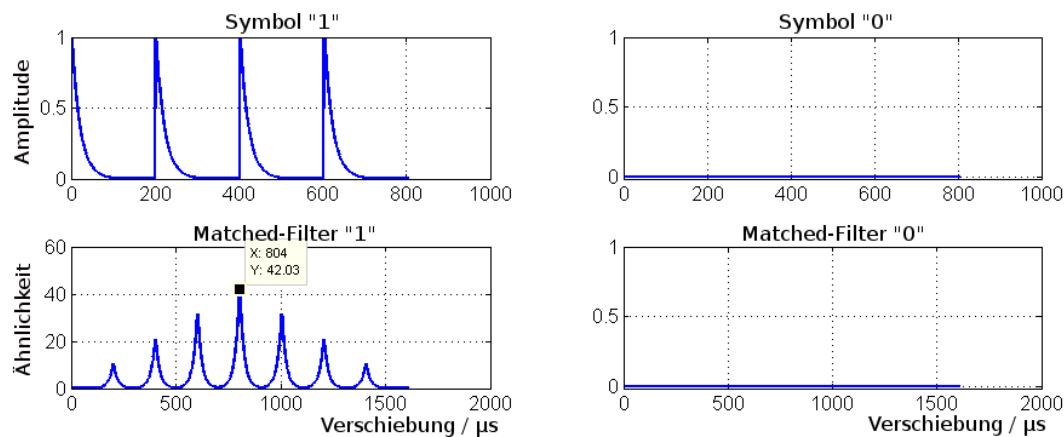


Abbildung 5.41: Matched-Filter mit Symbol aus vier Exponentialpulsen

Eine logische "1" wird durch vier Exponentialpulse repräsentiert, eine "0" wurde gesendet, falls keine Exponentialpulse vorhanden sind. Aus den entsprechenden Signalen nach der Matched-Filterung ist eine Differenz von 21 zu ersehen. Ein wesentlicher Nachteil dieser Symbole liegt in der Tatsache, dass der Schwellwert für den Entscheider erst gefunden werden muss. In diesem Fall 21. Der optimale Wert ist jedoch stark abhängig von der Signalstärke, Verzerrungen und sonstigen Einflüssen. Abbildung 5.42 zeigt eine bessere Wahl der Symbole.

Der Euklidische Abstand ist identisch mit den vorherigen Symbolen. Jedoch kann nun der Differenzwert zwischen den beiden Abtastwerten verwendet werden. Ist dieser positiv, wurde das eine Symbol gesendet, ist er negativ, das andere. Es muss daher kein Schwellwert mehr gefunden werden. Die Fehlerrate kann somit minimiert werden.

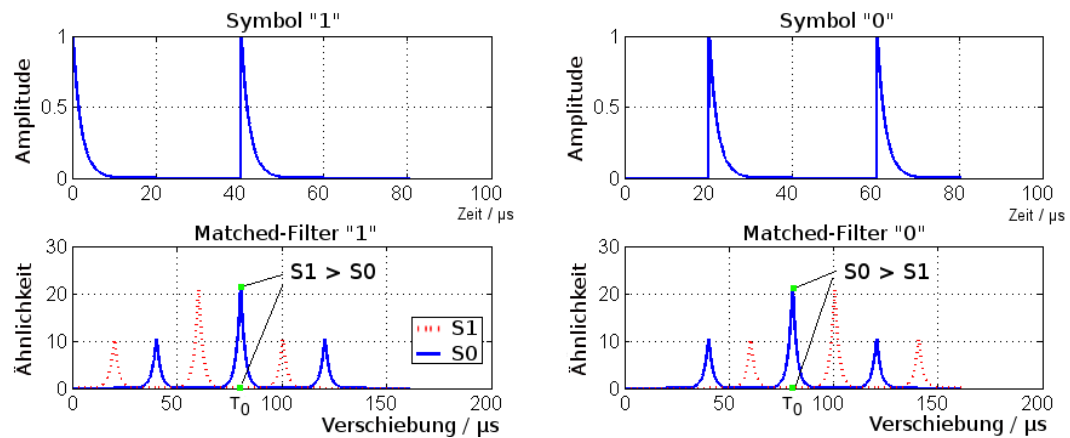


Abbildung 5.42: Verbesserte Symbole bei Maximum-Likelihood-Auswertung

5.4.3.5 Symbolsynchronisierung über Protokolle

Die Synchronisation der Abtastung auf die Symbolperiode und -Phase hat einen hohen Einfluss auf den Störabstand. Wie in Kapitel 5.4.3.3 erläutert, ist die Symbolphase und oft auch die exakte Symbolfrequenz unbekannt. Bei geringen Signal-zu-Rauschabständen kann diese Synchronisierung nicht beliebig exakt erfolgen. Dies hat einen direkten Einfluss auf die Fehlerrate bei der Erkennung der anschließend übertragenen Bits.

Ansatz

Eine Verbesserung könnte erzielt werden, wenn die Synchronisation exakt erfolgen kann. Dazu müssten jedoch die Symbolrate und Symbolphase im Empfänger bekannt sein. In einem nachrichtentechnischen Übertragungssystem ist dies nicht möglich. In einem Transpondersystem hingegen kann die Tatsache ausgenutzt werden, dass der Träger im Empfänger bzw. im Lesegerät erzeugt wird. Weiter wird er im Transponder als Taktquelle verwendet. D.h. der Takt für den Protokollzustandsautomaten im Transponder wird im Lesegerät erzeugt und ist somit bekannt. Es muss lediglich eine einmalige Synchronisation der Zustandsautomaten im Transponder und im Lesegerät erfolgen. Dann wäre dem Lesegerät die exakte zeitliche Lage der gesendeten Symbole bekannt. Die Synchronisation kann somit exakt erfolgen. Lediglich eine Phasenverschiebung des Trägersignals während der Übertragung durch den menschlichen Körper und bei nicht ideal angepassten Antennen kann auftreten. Diese beträgt jedoch

maximal eine Trägerperiode. Bei 6,78 MHz also etwa 147 ns. Bei einer Symboldauer von $77 \mu s$ würde eine Verschlechterung der BER von 0.1 % auftreten. Dieser Wert ist akzeptabel.

Lösung

Die Synchronisation des Protokollzustandsautomaten kann leicht mit Hilfe eines bidirektionalen Protokolls realisiert werden. Dabei sendet das Lesegerät ein einfaches Synchronisierungszeichen, um die zeitliche Lage der Sendesymbole zu steuern. Abbildung 5.43 zeigt, wie eine solche Synchronisation ablaufen könnte. Die Systemtakte des Lesegerätes und des Transponders haben die gleiche

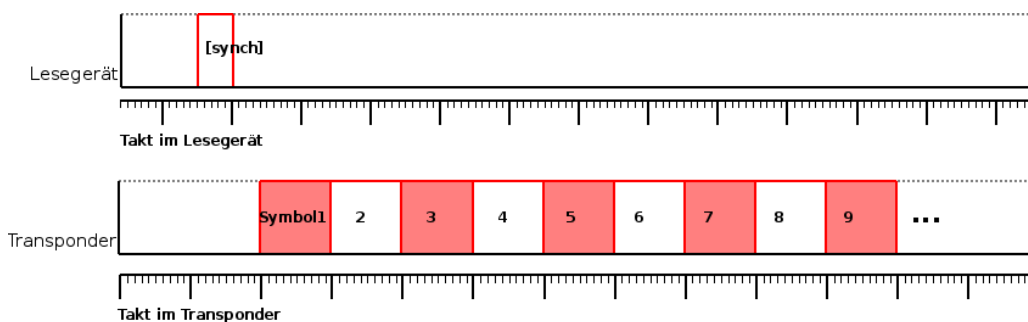


Abbildung 5.43: Prinzip der Symbolsynchronisation über Protokoll

Phasenbeziehung, da der Transponder seinen Takt aus dem Feld ableitet. Das Lesegerät sendet nun eine Synchronisationsinformation. Daraufhin beginnt der Transponder die Symbolfolge zu senden. Da die Anzahl der Taktperioden bis zum Aussenden des ersten Symbols konstant und dem Lesegerät bekannt ist, kann die Lage des ersten Symbols im Lesegerät ermittelt werden. Der Abtastvorgang des MLH-Empfängers kann nun exakt erfolgen. Da die Symboldauer in Taktperioden ebenfalls bekannt ist, bleibt die Synchronisation für alle Folgesymbole erhalten. Wird die Übertragung gestört, z.B. weil der Transponder kurzzeitig keine Energieversorgung hat, muss erneut ein Synchronisationssignal gesendet werden.

Abschätzung des Rückkanals

Damit dieser Mechanismus funktioniert, ist eine Übertragung eines Synchronisationszeichens vom Lesegerät zum Transponder notwendig. In herkömmlichen Transponder-Systemen werden häufig bidirektionale Protokolle verwen-

det. Der Rückkanal wird dabei genutzt, um beispielsweise Daten in den Speicher des Transponders zu übertragen. Dabei kommen einfache Puls-Pausen-Modulationen zum Einsatz. Die Information ist in der Zeitdauer zwischen zwei kurzen Pulsen kodiert. Neben einer einfachen Dekodierung, wird die Energieversorgung zum Transponder auf diese Weise minimal unterbrochen. In Sensortransponder-Systemen ergibt sich jedoch nun die Problematik, dass aufgrund hoher Güten der Lesegeräte-Antennen die Aussendung eines kurzen Pulses erschwert wird. Die hohe Güte des Antennenschwingkreises verhindert also eine schnelle Änderung der Amplitude über der Zeit. Eine deutliche Verbesserung kann erzielt werden, wenn ein Phasensprung von 180° auf den Antennenschwingkreis gegeben wird. Abbildung 5.44 zeigt den zeitlichen Verlauf der Spannung über der Lesegeräte-Antenne bei Modulation durch einen Phasensprung. Dabei wurden die in Kapitel 4.4 gefundenen Parameter verwendet.

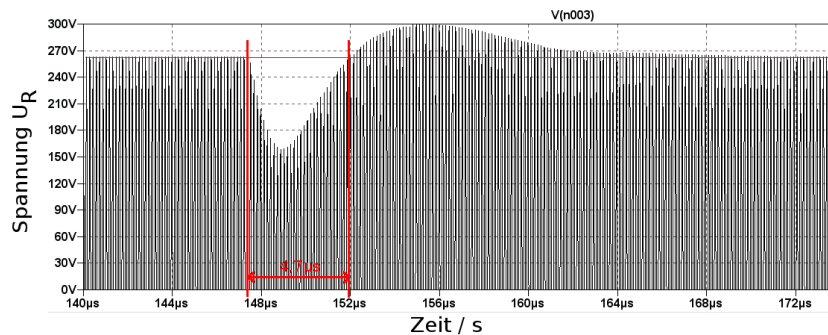


Abbildung 5.44: Pulsmodulation des Trägerfeldes

Direkt nach dem Phasensprung arbeiten die Spannungen im Schwingkreis und am Antrieb entgegengesetzt. Es wird daher mehr Wirkleistung aus dem Antrieb entnommen, um den Schwingkreis die neue Phase aufzuzwingen. Der dadurch entstehende Amplitudeneinbruch ist sehr kurz. Die Dekodierung im Transponder kann durch bewährte und äußerst energiesparende Hüllkurvendemodulatoren erfolgen.

5.4.4 Fehlerschutzkodierung

In herkömmlichen Transponder-Systemen werden üblicherweise keine fehlerkorrigierenden Codes eingesetzt. Es werden lediglich sogenannte CRC-Codes verwendet. Da bei reinen Identifikations-Anwendungen das Auslesen der ID

nicht zeitkritisch ist, kann ein Lesevorgang auch mehrmals wiederholt werden. Eine Rekonstruktion fehlerhaft empfangener Daten ist somit nicht erforderlich. Dabei wird ein Datenpaket durch eine Art Prüfsumme erweitert. Anhand dieser können dann im Lesegerät mit Hilfe eines zuvor verabredeten Polynoms Fehler erkannt werden. Eine Korrektur von fehlerhaft übertragenen Daten ist dabei nicht möglich. Bei einer Datenübertragung kann zwischen sogenannten Einzel- und Bündelfehlern unterschieden werden. Für jede der beiden Fehlerarten existieren entsprechend geeignete Kodierungsarten. In Transpondersystemen treten häufiger Bündelfehler auf [53]. Sogenannte Blockcodes sind dafür besonders geeignet. Für den Einsatz in einem Transponder-System ist insbesondere der Kodierungsaufwand auf der Transponderseite zu berücksichtigen. Der schaltungstechnische Aufwand muss minimal gehalten werden, um den Energiebedarf klein zu halten. Unter den Blockcodes ist daher der RS-Code (Reed-Salomon-Code) besonders geeignet [53]. Die Kodierung ist nur unwesentlich aufwendiger als bei den bisher verwendeten CRC-Codes. Im Lesegerät können sogenannte Soft-Informationen genutzt werden. Dabei wird eine Information über die Sicherheit einer Entscheidung verwertet. Dies hilft beim Auffinden der Fehler und verbessert die Fehlerkorrektur.

5.4.4.1 Reed-Salomon Code

Bei der Codierung mit einem Reed-Salomon-Code (RS-Code) werden dem Datenstrom redundante Informationen, sogenannte Prüfsymbole, hinzugefügt. Anhand dieser Informationen ist das Auffinden von Fehlern und deren Korrektur möglich. Der Datenstrom wird dabei in Blöcke unterteilt und mit den entsprechenden Prüfsymbolen versehen. Ein (N,K) -Code bedeutet dabei, dass ein Block der Länge N aus K Informations-Symbolen besteht und $N-K$ Prüfsymbole besitzt. Es werden immer mehrere Bits zu einem Symbol zusammengefasst. Die Blocklänge N ist dabei von der Symbolbreite abhängig. Werden vier Bits zu einem Symbol zusammengefasst, so beträgt die Blocklänge $N = 2^m - 1 = 2^4 - 1 = 15$. Es können

$$t = \frac{N - K}{2}$$

Fehler korrigiert werden. Und $d = N - K$ Fehler erkannt werden [51][50]. Sollen beispielsweise drei Fehler erkannt werden, so sind $K = N - 2t = 9$

Informations-Symbole in einem Block enthalten. Ein (15,9)-Code ist entstanden. Die Codierung erfolgt mit Hilfe eines Generatorpolynoms, welches 6 Linearfaktoren besitzt. Die sogenannte Rate R gibt das Verhältnis zwischen Informations-Symbolen und zu übertragenden Symbolen an.

$$R = \frac{K}{N}$$

In diesem Beispiel beträgt $R \approx \frac{2}{3}$

5.4.4.2 Abschätzung der erzielbaren Verbesserung

Für die aus dieser Anwendung vorgegebenen Werte soll die Verbesserung der Bitfehlerrate ermittelt werden. Wie in Kapitel 3.3 beschrieben, müssen etwa 1,88 kBit/s Nutzdaten übertragen werden. Geht man von einer Messphase von etwa 6 ms aus (praxisnaher Wert), so bleibt bei einer Rate von 100 Messwerten/s eine Zeit von 4 ms für die Datenübertragung. Neben 19 Bit Nutzdaten können 10 Bit Header, 2 Bit Protokollerkennung und 15 Bit Redundanz übertragen werden, wenn man eine Datenrate von 13 kBit/s zugrunde legt. Es folgt eine Rate von $R = \frac{31}{46} \approx \frac{2}{3}$. Also etwa der Wert aus dem vorherigen Beispiel. Der Zusammenhang zwischen eingangsseitiger und ausgangsseitiger Bitfehlerrate ist gegeben durch [51]:

$$P_{aus} = \sum_{v=t+1}^N \binom{N}{v} \cdot (1 - p_{ein})^{(N-v)} \cdot \frac{\min(v+t, K)}{K}$$

Mit v = Anzahl der Fehler. Eine ausgangsseitige Bitfehlerrate von 10^{-3} ist bereits mit einer eingangsseitigen Bitfehlerrate von 10^{-2} möglich. Durch den Einsatz einer RS-Codierung kann eine Bitfehlerrate von 10^{-3} mit einem Signal-zu-Rauschverhältnis am Empfänger von etwa 8 dB erreicht werden.

5.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden zunächst die Eigenschaften des Übertragungskanal untersucht. Dabei wurde der Leistungsverstärker als die in diesem System wesentliche Rauschquelle identifiziert. Es wurde gezeigt, dass unter Verwendung herkömmlicher Übertragungstechniken kein akzeptables Signal-zu-Rauschverhältnis (-43 dB) zu erreichen ist. Ein ungünstiges Signal-zu-Trägerverhältnis von -106 dB erschwert zudem die Signalverarbeitung im Empfänger.

Es wurden Möglichkeiten aufgezeigt und diskutiert, das Datenübertragungsverfahren zu verbessern. Mit Hilfe einer "Feldgradienten-Methode" genannten Antennenanordnung ist der breitbandige Empfang eines Datensignals möglich, ohne dabei die Güte der felderzeugenden Antenne verringern zu müssen. Das Signal-zu-Trägerverhältnis kann damit um 60 dB verbessert werden. In Verbindung eines nachgeschalteten Keramikfilters ist somit ein SCR von **4 dB** möglich. Die "Frequenz-Konversion" genannte Methode ermöglicht eine Übertragung der Daten auf einer separaten Frequenz ohne zusätzlichen Energieaufwand im Transponder. Die erzielbaren Verbesserungen des Signal-zu-Rauschverhältnisses sind im einzelnen:

- Durch Einsatz der Frequenz-Konversion: 60.97 dB
- Matched-Filter mit Fensterung und Synchronisation über Protokoll: 15 dB
- Überlagerungsprinzip: $N \cdot 3$ dB (mit N =Anzahl der Überlagerungen)
oder
- Vergrößerung der Anzahl der Exponentialpulse pro Symbol: $N \cdot 3$ dB

Die folgende Tabelle zeigt eine Gegenüberstellung des erzielbaren Signal-zu-Rauschverhältnisses unter Verwendung herkömmlicher Transpondertechnik im Vergleich zu den in dieser Arbeit vorgestellten Verfahren.

	Transpondertechnik	Neues Verfahren
SNR	-43 dB	+17,77 dB

Das erreichbare Signal-zu-Rauschverhältnis beträgt also unter Verwendung der genannten Methoden: **+17.77 dB**. Dieser Wert liegt über der Mindestanforderung von 10 dB. Somit ist eine akzeptable BER von 10^{-3} erreichbar. Mit Hilfe einer Reed-Salomon-Fehlerschutzkodierung können die Daten fehlerfrei übertragen werden. Weiter konnten durch Fensterung des Empfangssignals Störeinflüsse verringert werden. Eine optimale Wahl der Symbolform verringert Fehlentscheidungen im Empfänger aufgrund eines suboptimalen Schwellwertes. Ein verbesserter Mechanismus zur Synchronisierung des Empfängers auf die Symbollage wurde vorgestellt.

Mit Hilfe der hier vorgestellten Techniken ist eine Übertragung der Daten vom tief implantierten Transponder zum Lesegerät möglich.

Kapitel 6

Auswahl von Konzepten und technische Umsetzung

Nun kann mit Hilfe der gewonnenen Erkenntnisse und entwickelten Lösungsansätze ein Gesamtsystem entwickelt werden.

6.1 Energieübertragung

In Kapitel 4 wurde die Übertragung von Energie zu einem tief implantierten Sensortransponder untersucht. Dabei wurde die Dämpfung des menschlichen Gewebes charakterisiert. Modelle für verwendete Antennen wurden erstellt. Mit Hilfe dieser Erkenntnisse wurde eine optimale Dimensionierung der Antennen gefunden. Es hat sich gezeigt, dass eine ISM-Frequenz von 6,78 MHz für diese Anwendung eine geeignete Wahl ist.

6.1.1 Felderzeugung

Es wurde eine Antenne, bestehend aus einer 3 cm breiten Leiterschleife, auf einer Leiterplatte gefertigt. Der Radius der Schleife beträgt 26 cm, gemäß der Anforderung. Aus der Leiterschleife und Glimmer-Kapazitäten wurde ein Parallelschwingkreis gebildet. Der Vorteil gegenüber einer Anordnung als Serienschwingkreis besteht darin, dass der Blindstrom nicht durch den Innenwiderstand der Quelle begrenzt wird. Zur Anpassung an einen Leistungsverstärker wurde ein Anpasstransformator gefertigt. Der Leistungsverstärker besteht aus

einer Klasse-B-Endstufe mit zwei n-kanal Feldeffekttransistoren. Als Signalquelle dient zunächst ein Signalgenerator. Zur Unterdrückung von ungewollten Oberwellen wurde ein sogenannter TVI-Filter entworfen.

6.2 Datenübertragung

In diesem Kapitel soll die Realisierung eines Gesamtsystems gezeigt werden. Dazu wird ein Gesamtkonzept ausgewählt und praktisch umgesetzt. Die praktische Umsetzbarkeit soll anhand dieses Aufbaus verifiziert werden.

6.2.1 Gesamtkonzept des Übertragungssystems

In Kapitel 5.4 wurden verschiedenste Ansätze aufgezeigt, die Datenübertragung zu ermöglichen. Das Verfahren der Antenne mit Feldgradientenbildung bietet wesentliche Vorteile gegenüber anderen Verfahren. Ein wesentlicher Faktor ist die Bandbreite, die für ein Datensignal zur Verfügung steht. Durch die Übertragung der Daten auf einer Frequenz mit größerem spektralem Abstand zum Träger wird die Problematik des geringen SNR wesentlich vereinfacht.

Der Einsatz des neuen Verfahrens der Frequenz-Konversion ermöglicht es, die Vorteile der Antenne mit Feldgradientenbildung optimal zu nutzen. In Verbindung mit einem geeigneten Empfänger auf Basis eines Matched-Filters sind die besten Ergebnisse zu erwarten. Dabei soll das Prinzip der Fensterung eingesetzt werden, um unempfindlicher gegenüber Störern zu sein. Die Verwendung steilflankiger Keramik-Filter stellt eine maximale Frequenzselektivität dar und sichert die Ausschöpfung des kompletten Dynamikbereichs verwendeter ADCs. Abbildung 6.1 zeigt schematisch den Aufbau des Demonstrators. Auf der linken Seite ist die Signalverarbeitung des Transponders zu sehen. Sie besteht aus einer Datenquelle, einer Kodiereinheit und dem Frontend. Die Kodiereinheit erzeugt aus den Datenbits ein Ansteuersignal für die Frequenz-Konversionseinheit. Diese ist Bestandteil des Frontends. Hier befindet sich der Schwingkreis aus Antennenspule und einer schaltbaren Kapazität. Auf der rechten Seite ist die Signalverarbeitung des Lesegerätes zu sehen. Sie besteht aus einem Sende- und einem Empfangspfad, die beide an die Antenne angeschlossen sind. Der Sendepfad erzeugt das Trägersignal mit einer Frequenz von 6,78 MHz zur Übertragung von Energie, Takt und Daten zum Transponder.

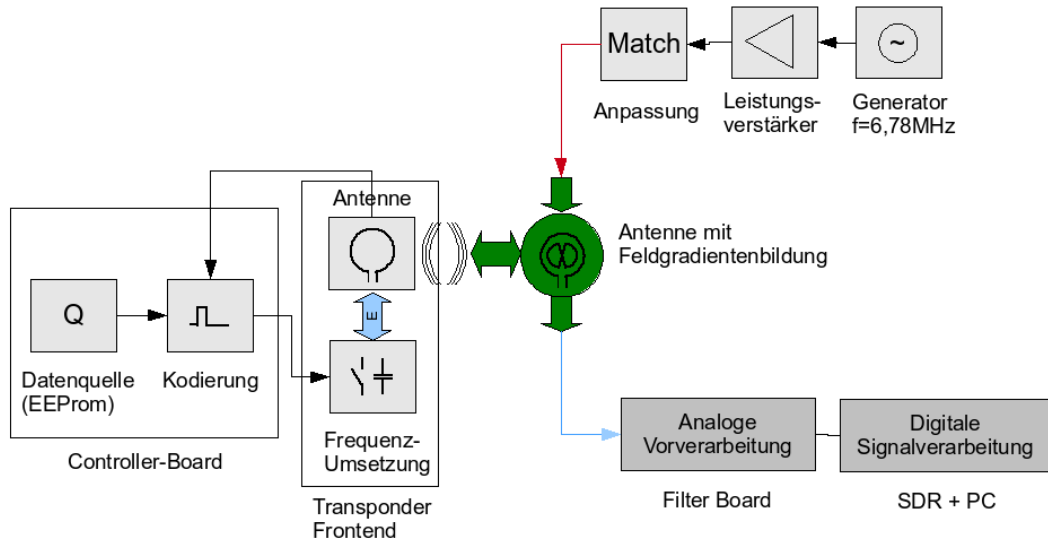


Abbildung 6.1: Gesamtkonzept des Demonstrators

Der Empfangspfad besteht aus einer analogen und einer digitalen Signalverarbeitung. Hier wurde das Konzept des SDR (Software Defined Radio) angewendet. Wesentlicher Vorteil ist neben der Flexibilität die Möglichkeit, komplexe Filter einzusetzen, wie FIR- oder Matched-Filter. Diese wären durch analoge Schaltungstechnik nicht ohne großen Aufwand realisierbar[54][55]. Des Weiteren wird der Hardwareaufwand klein gehalten, da der größte Teil der Signalverarbeitung in Software realisiert ist. Über einen angeschlossenen PC können Abläufe gesteuert und empfangene Datensignale analysiert werden.

6.2.2 Lesegeräteantenne

Im Kapitel 5.4.1.2 wurde das theoretische Prinzip einer Antenne mit Feldgradientenbildung vorgestellt. Damit diese Antenne funktioniert, müssen die beiden Hälften der Empfangsantenne mechanisch so ausgelegt werden, dass sich das induzierte Trägersignal aufhebt. Die parasitäre kapazitive Kopplung zur felderzeugenden Spule darf keinen zusätzlichen Spannungsbeitrag hervorrufen. Darüber hinaus sollte die Antenne aus anwendungstechnischen Gründen ein möglichst geringes Gewicht aufweisen. Abbildung 6.2 zeigt die realisierte Antenne. Sie besteht im wesentlichen aus einer Leiterplatte, auf der eine 30 mm breite Leiterschleife zur Felderzeugung und eine 0.1 mm schmale Leiter-

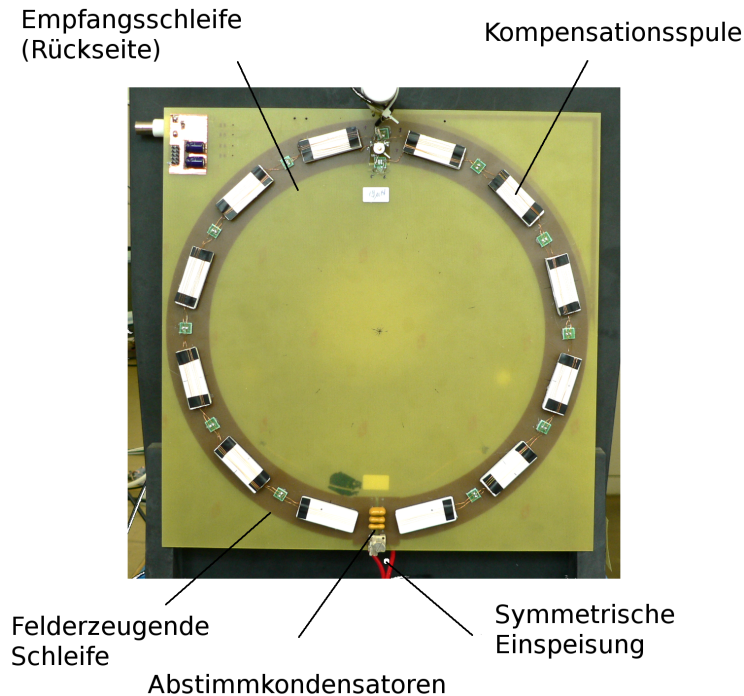


Abbildung 6.2: Realisierte Antenne mit Feldgradientenbildung

schleife als Empfangsspule aufgebracht ist. Beide Leiterschleifen haben eine gute Kopplung zur Transponder-Antenne. Auf die felderzeugende Leiterschleife wurden nun kleinere Spulen senkrecht aufgebracht, im Folgenden auch Kompensationsspulen genannt. Diese werden von dem Feld der felderzeugenden Leiterschleife durchsetzt, haben aber nur geringe Kopplung zur Transponder-Antenne. Diese Spulen müssen nun so dimensioniert werden, dass dort durch das Trägerfeld die gleiche Spannung induziert wird, wie in der Empfangsspule. Nur so kann das Trägersignal durch Serienschaltung der beiden Spulen kompensiert werden. Weiter dürfen keine Spannungsbeiträge durch elektrische Felder hervorgerufen werden. Dazu sind in Abbildung 6.3 die parasitären Kapazitäten zwischen den Kompensationsspulen und der felderzeugenden Spule eingezeichnet. Im entsprechenden Ersatzschaltbild der Anordnung wird die Wirkung der Kapazitäten deutlich. Über den Umfang der felderzeugenden Leiterschleife besteht eine lineare Potentialverteilung. Diese kann durch eine Reihenschaltung aus Spannungsquellen modelliert werden. Befindet sich an einer Stelle eine Empfangsspule, so kann eine Kapazität zwischen den entsprechenden Spannungsquellen und der Empfangsspule angenommen werden.

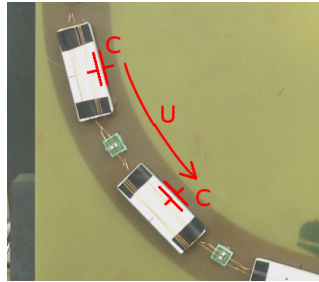


Abbildung 6.3: Parasiäre Kapazitäten an den Kompensationsspulen

Abbildung 6.4 zeigt das Ersatzschaltbild. Wie zu sehen ist, addieren sich alle

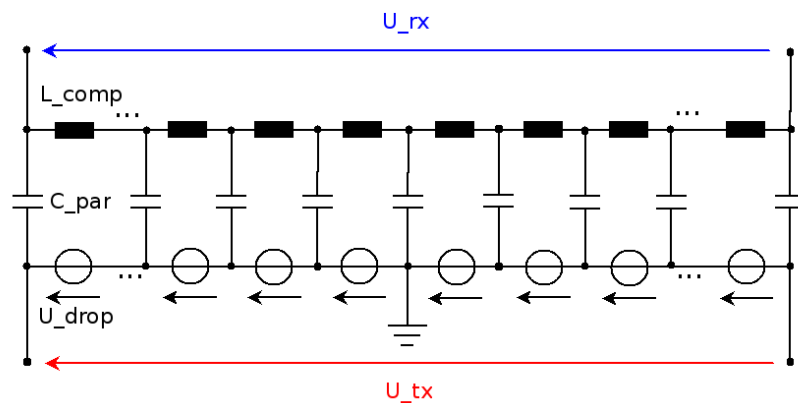


Abbildung 6.4: Ersatzschaltbild Kompensationsspulenordnung

Spannungen der Spannungsquellen. Die Antenne wäre somit unbrauchbar. Zur Lösung dieses Problems wurden zwei Ansätze verfolgt: Zum einen ein streng symmetrischer Aufbau und zum anderen muss jede parasitäre Spannungsquelle einen positiven und einen negativen Spannungsbeitrag leisten, so dass sie sich aufheben. Dazu wurden die kleineren Empfangsspulen in jeweils zwei Wicklungshälften geteilt. Anschließend wurden sie nach Abbildung 6.5 verschaltet.

Zeichnet man nun das Ersatzschaltbild dieses Aufbaus, so stellt man fest, dass keine ungewollten Spannungen entstehen. Abbildung 6.6 zeigt das Ergebnis.

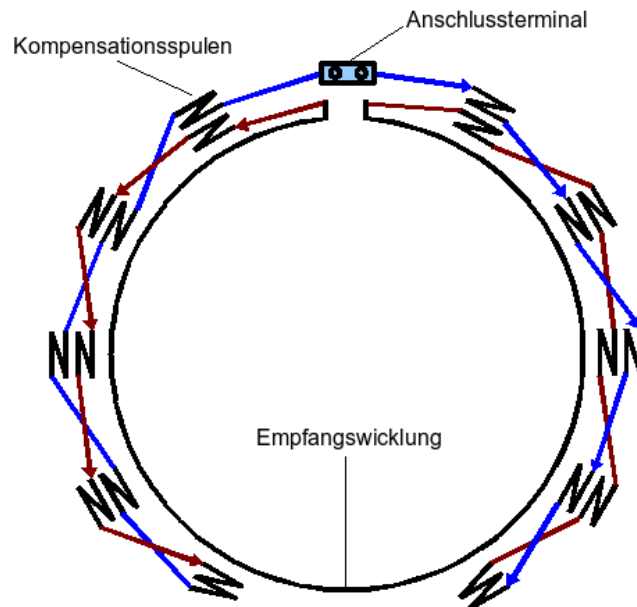


Abbildung 6.5: Anordnung der Kompensationsspulen

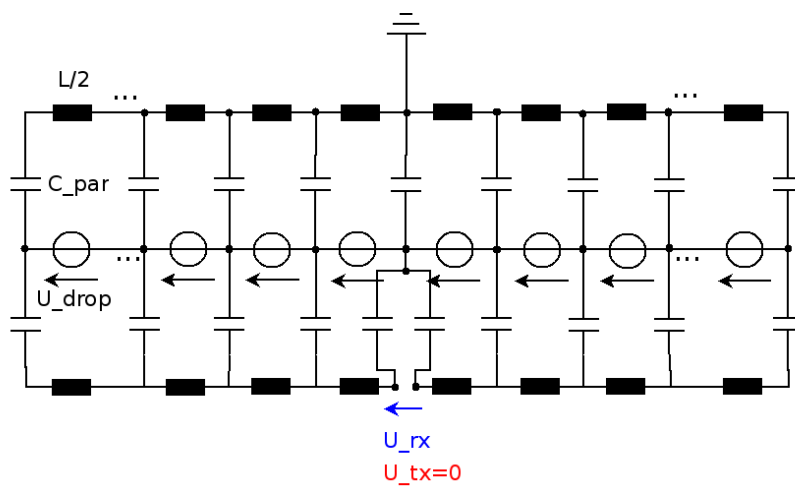


Abbildung 6.6: Ersatzschaltbild des optimierten Aufbaus

6.2.3 Transponder Frontend

Um die praktische Umsetzbarkeit des Prinzips der Frequenz-Konversion zu verifizieren, wird ein analoges Frontend benötigt. Es ist dabei eine Schaltung notwendig, die es ermöglicht, den Wert der Kapazität des Parallelschwingkreises zu variieren.

In dieser Realisierung wird eine zweite Kapazität C_2 über einen als Transmission-Gate geschalteten Längstransistor T zugeschaltet. Alternativ wäre auch der Einsatz einer Kapazitätsdiode möglich. Jedoch würde der kontinuierliche Strom zum Einstellen des Arbeitspunktes die Energiebilanz verschlechtern. Abbildung 6.7 zeigt die verwendete Schaltung. Die Antennenspule L_T bildet

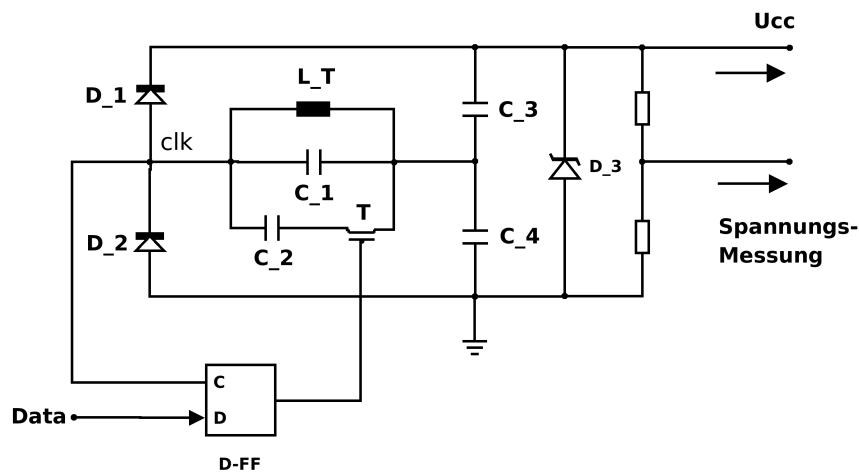


Abbildung 6.7: Realisierung des AFE Testaufbaus

zusammen mit C_1 und C_2 einen Parallelschwingkreis, der auf die Trägerfrequenz von 6,78 MHz abgestimmt ist. Die Dioden D_1 , D_2 sind so geschaltet, dass über den Kapazitäten C_3 und C_4 eine gleichgerichtete Spannung der doppelten Trägeramplitude entsteht. Diese Spannung dient zur Versorgung der Transponder-Elektronik. Die Zener-Diode D_3 dient zur Spannungsbegrenzung im Falle eines geringen Abstandes zur Lesegeräte-Antenne. Über den Transistor T kann die Kapazität C_2 vom Schwingkreis getrennt werden, so dass dieser eine Resonanzfrequenz von 10,7 MHz aufweist. Über den Stecker P1 kann das AFE an das Controller-Board angeschlossen werden. Von dort aus wird der Transistor T gesteuert. Bei der Verdrahtung wurde darauf geachtet, dass sich der Transistor auf der Gleichspannungsseite (zwischen C3 und C4)

des Schwingkreises befindet. Andernfalls würden sich parasitäre Kapazitäten bemerkbar machen.

6.2.4 Analoge Vorverarbeitung

Die Signalverarbeitung im Lesegerät soll, soweit möglich, digital erfolgen. Damit das Empfangssignal über einen ADC digitalisiert werden kann, ist jedoch eine analoge Vorverarbeitung notwendig. Nach den Messergebnissen in Kapitel 6.2.2 kann die Trägeramplitude mit Hilfe der Antenne mit Feldgradientenbildung auf einen Wert von 2,6 V gedämpft werden. Die Amplitude des Datensignals beträgt etwa $700\mu V$. Würde man das Signal mit einem 14 Bit = 16384 Stufen ADC quantisieren, so würde das Datensignal bei 3V Dynamikbereich gerade mal mit 3 Stufen aufgelöst. Zusätzlich tritt so genanntes Quantisierungsrauschen auf. Das Signal wäre also nicht rekonstruierbar. Um den Dynamikbereich nun voll ausschöpfen zu können, wird das Empfangssignal zuvor gefiltert. Abbildung 6.8 zeigt den Aufbau der analogen Vorverarbeitung.

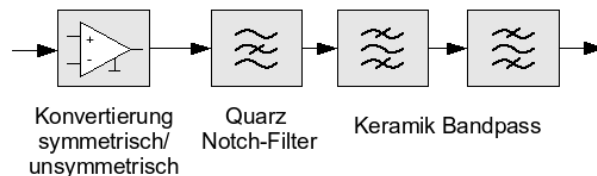


Abbildung 6.8: Analoge Filterung durch Bandsperre- und Bandpassfilter

Der Filter besteht aus drei Teilen: Einem Eingangsverstärker, einer Bandsperre und einem Bandpassfilter. Der Eingangsverstärker erfüllt zwei Aufgaben: Zum einen dient er als Impedanzwandler und zum anderen konvertiert er das differentielle Antennensignal zur Weiterverarbeitung in ein "Singleended"-Signal. Dann wird in einem Bandsperrefilter der 6,78 MHz Träger zunächst gedämpft. In der nächsten Stufe wird das Datensignal herausgefiltert. Dabei wird das Signal-zu-Träger-Verhältnis weiter verbessert. Durch die Bandbegrenzung verbessert sich ebenfalls das SNR. Das Signal kann nun verstärkt werden, so dass der Dynamikbereich voll ausgenutzt werden kann.

Der Bandsperrefilter ist aus einem 6,78 MHz Quarzfilter aufgebaut. Die parallel geschaltete Induktivität verhindert eine ausgeprägte Parallelresonanz. Mit

Hilfe der Serien- und Parallelwiderstände können Dämpfung und Bandbreite eingestellt werden.

6.2.5 Digitale Signalverarbeitung

Die Aufgaben der digitalen Signalverarbeitung sind die Demodulation, Filterung und Dekodierung des Empfangssignals. Abbildung 6.9 zeigt den Aufbau der digitalen Signalverarbeitung.

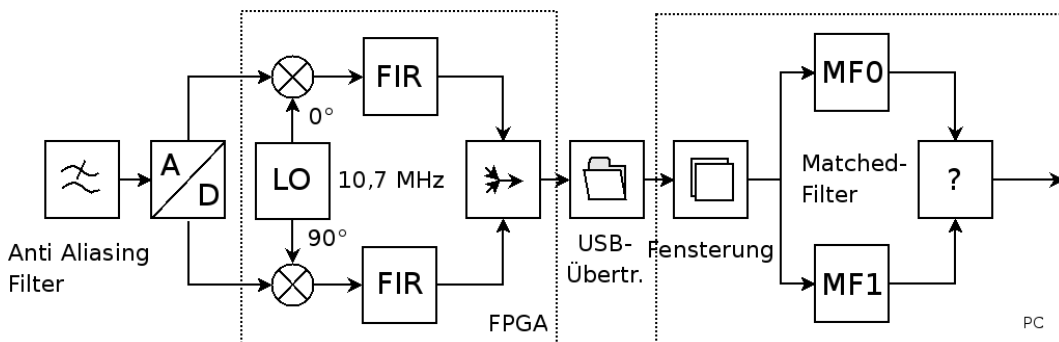


Abbildung 6.9: Blockschaltbild der digitalen Signalverarbeitung

Zur Digitalisierung wird der ADC LT2206 der Firma "Linear Technology" verwendet. Er hat eine Auflösung von 16 Bit und eine Abtastrate von 80 MSample/s. Das Quantisierungsrauschen ist mit $0.8LSB_{RMS}$ angegeben. Dieser ADC verfügt über eine sogenannte "Deither"-Funktion. Mit Hilfe dieser Technik kann der Einfluss des Quantisierungsrauschens verkleinert werden. Dabei wird mit Hilfe eines Zufallsgenerators ein bekanntes Rauschsignal erzeugt. Dieses Signal wird dem Empfangssignal überlagert. Nach der Digitalisierung kann das Rauschsignal wieder abgezogen werden, da sein Verlauf bekannt ist. Kleine Signale, die sonst unterhalb der Quantisierungsrauschschwelle liegen würden, können so verwendet werden.

Der ADC besitzt eine parallele Schnittstelle. Bei 80 MSample/s und 16 Bit fällt ein Datenvolumen an von

$$\frac{80 \cdot 10^6 \cdot 16}{8 \cdot 1024 \cdot 1024} \frac{1}{s} \approx 153 \frac{MB}{s}$$

Zur Realisierung der Demodulation wurde daher eine Implementierung in einem FPGA vorgesehen. Entsprechende Boards mit einem SpartanIII FPGA der Firma Xilinx und dem beschriebenen ADC sind käuflich zu erwerben.

Nach der Demodulation ins Basisband kann die Datenrate erheblich reduziert werden. Da das Datensignal nach der analogen Vorfilterung eine Bandbreite von etwa 330 kHz besitzt, ist für die Basisbandsignalverarbeitung eine Datenrate von 600 kS/s ausreichend. Die weitere Signalverarbeitung kann später also mit Hilfe eines DSP's oder beispielsweise eines leistungsstarken Controllers der ARM-Familie erfolgen. Da dieser Aufbau zunächst möglichst flexibel sein soll, wurde entschieden, die Basisbandsignalverarbeitung auf einem PC zu realisieren. Das Basisbandsignal kann dabei mit einer USB2.0 Verbindung ohne Verluste in den PC übertragen werden. Dort wird das Signal mit Hilfe der Software Matlab weiterverarbeitet.

6.3 Protokollentwurf

Das Protokoll hat die Aufgabe, die Übertragung der Daten vom Transponder zum Lesegerät zu organisieren und zu kontrollieren. Da es sich um Messdaten handelt, die zu medizinischen Zwecken herangezogen werden, muss die fehlerfreie Wiedergabe der Messwerte im Lesegerät gewährleistet werden. Außerdem muss das Protokoll den Vorgaben aus Kapitel 3 gerecht werden. Dies sind unter anderem minimale Datenraten und verschiedene Grundfunktionalitäten, die unterstützt werden müssen.

6.3.1 Vorgaben

Es müssen Daten verschiedenen Typs übertragen werden. Wie in Kapitel 3 erläutert, müssen Druckmesswerte 100 mal pro Sekunde bzw. mindestens 80 mal pro Sekunde übertragen werden. Zusätzlich müssen noch Temperatur und die Versorgungsspannung im Transponder übertragen werden.

Damit die Daten dem Anwender in der erforderlichen Art und Weise zur Verfügung stehen, müssen an das Protokoll noch weitere Anforderungen gestellt werden. Diese Anforderungen ergeben sich aus der Anwendung, aus Gründen der Datenintegrität, aus systemtechnischen und aus signalverarbeitungstechnischen Gründen.

6.3.1.1 Übertragungstechnik

Da der Transponder seine Energie aus dem Feld des Lesegerätes bezieht, müssen Modulationen zur Übertragung von Daten vom Lesegerät zum Transponder minimiert werden.

6.3.1.2 Echtzeitfähigkeit

Die Anwendung erfordert eine zeitlich korrekte Abbildung der Druckwerte im Lesegerät. Bei einer nicht optimalen Übertragung können einzelne Pakete verworfen werden; dies führt dann zu zeitlichen Verzerrungen in der Druckkurve. Das ist aber nicht zulässig, da ein Arzt sonst falsche Schlüsse aus dem verfälschten Signalverlauf ziehen könnte. Der Druckverlauf muss also im Lesegerät originalgetreu rekonstruiert werden. Die zeitliche Position der einzelnen Stützstellen muss dem Lesegerät also bekannt sein. Dies ist vom Protokoll zu leisten.

6.3.1.3 Messdaten zur Leistungsregelung

Wie in Kapitel 3 erläutert, muss die Spannung im Transponder kontrolliert werden. Dabei sollten zu Beginn eines Messvorgangs Spannungswerte zur Regelung der Sendefeldstärke abrufbar sein.

6.3.1.4 Synchronisierung und Rekonstruktion

Zur Rekonstruktion der gesendeten Daten im Lesegerät ist eine Synchronisierung auf die Symbolfrequenz und Phase des Datensignals notwendig. In Kapitel 5.4 wird gezeigt, dass diese Synchronisierung durch Mechanismen in einem Protokoll wesentlich vereinfacht werden kann. Übertragungsfehler können so zusätzlich vermieden werden. Fehlinterpretationen des Datensignals aufgrund einer falschen Synchronisierung wären dann zu verhindern.

Rauschen und Störungen, die dem Empfangssignal überlagert sind, erhöhen die Fehlerwahrscheinlichkeit. Jedoch kann das Signal-zu-Rauschverhältnis durch die in Kapitel 5.4 beschriebene Überlagerungstechnik verbessert werden. Dazu sollte ein Datenpaket bei Bedarf mehrmals angefordert werden können.

6.3.2 Ablaufsteuerung

Eine ausführliche Beschreibung des entworfenen Protokolls befindet sich im Anhang. In diesem Protokoll ist eine Kontrolle der verschiedenen Zustände des Transponders durch das Lesegerät möglich. Die hier beschriebenen Anforderungen wurden beim Entwurf berücksichtigt.

Kapitel 7

Messtechnische Bewertung anhand eines Demonstrators

7.1 Aufbau eines Demonstrators

Um eine flexible Hardware-Plattform zur Evaluierung zu schaffen, wurde das System aus Modulen aufgebaut. Diese sind jeweils austauschbar oder per Software programmierbar. Abbildung 7.1 zeigt den Messaufbau. Mit Hilfe einer mechanischen Konstruktion (Bildmitte) können die Antennen in ihrem Abstand zueinander variabel positioniert werden. Das Trägersignal wird durch

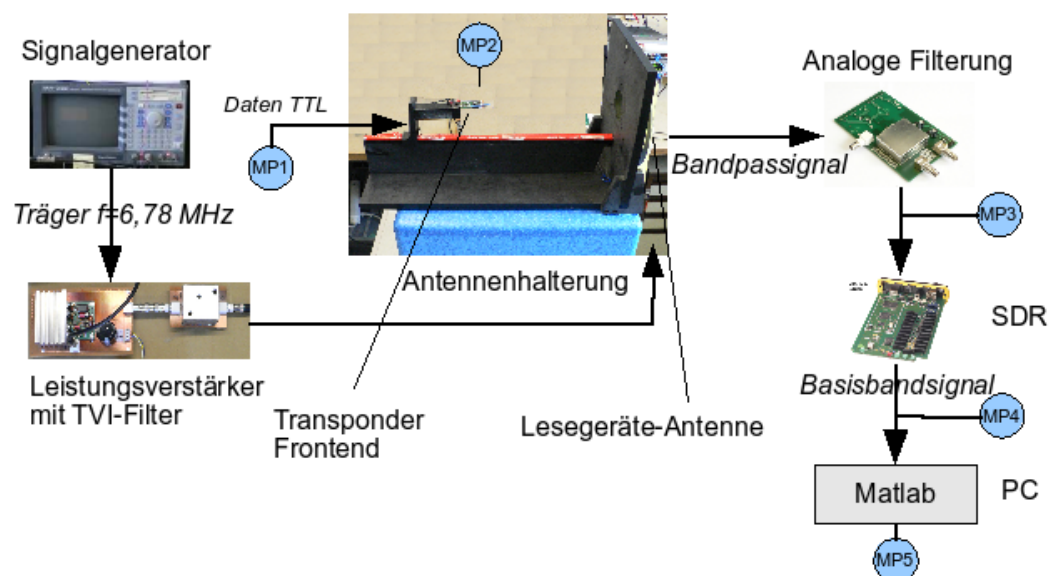


Abbildung 7.1: Messaufbau

einen programmierbaren Signalgenerator erzeugt und anschließend mit einem Leistungsverstärker verstärkt. Der Empfangspfad besteht aus zwei Teilen: einer analogen und einer digitalen Signalverarbeitung. Im Folgenden sind die Teileinheiten des Aufbaus beschrieben:

7.1.1 Transponder

Der Transponder besteht aus dem analogen Frontend und einem Mikrocontroller-Board, mit einem Controller vom Typ MSP430 der Firma Texas Instruments. Das Board ist ausgestattet mit einer optischen Schnittstelle, ADC's und Sensoren. Über die galvanisch entkoppelte optische Verbindung kann der Transponder gesteuert werden. Innerhalb des Controllers sind entsprechende Protokollzustandsautomaten realisiert. Verschiedene analoge Frontends mit entsprechenden Antennen können nach Bedarf angesteckt werden. Abbildung 7.2 zeigt die fertige Leiterplatte des Testtransponders zusammen mit dem Controller-Board. Die Antennenspule wurde in einem Kunststoffröhrchen un-

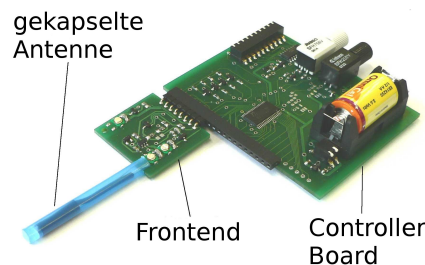


Abbildung 7.2: Testtransponder aus Controller-Board und AFE-Modul

tergebracht. So kann sie in die Phantom-Flüssigkeit eingebracht werden.

7.1.2 Lesegerät

Das Lesegerät besteht aus einem Leistungsverstärker, dem TVI-Filter, dem analogen Empfangsfilter und dem FPGA-Board mit USB-Interface. Das Trägersignal wird durch den programmierbaren Signalgenerator erzeugt und hat eine Frequenz von 6,78 MHz. Der Ausgang des Leistungsverstärkers ist über den TVI-Filter und einem Anpassungsnetzwerk mit der Lesegeräte-Antenne verbunden. Die Empfangswicklung der Lesegeräte-Antenne ist an dem Empfangsfilter angeschlossen.

Der im FPGA realisierte digitale Mischer kann über den PC gesteuert werden. Dabei sind Abtastfrequenz, LO-Frequenz und Eckfrequenz des FIR-Filters einstellbar. Im PC ist mit Hilfe der Software Matlab [32] ein Matched-Filter-Empfänger realisiert. Mit der Software “Perseus” ist eine Darstellung des Empfangssignals im Frequenzbereich sowie die Bestimmung der Signalstärke möglich.

7.2 Messtechnische Verifizierung des Gesamtsystems

7.2.1 Transponder

7.2.1.1 Frontend

Das Frontend arbeitet nach der Frequenz-Konversions-Methode. Dabei werden exponentiell abklingende Pulse mit einer Frequenz von 10,7 MHz erzeugt. Zur Ansteuerung des Transmission-Gate-Transistors wird ein entsprechendes Signal benötigt. Abbildung 7.3 zeigt den gemessenen Signalverlauf. Die obere

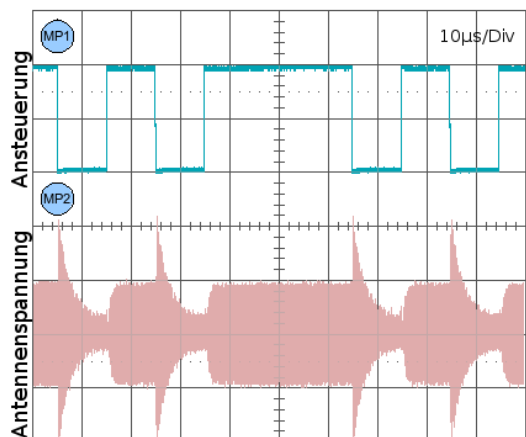


Abbildung 7.3: Messung der Spannungen im Frontend

Kurve (MP1) zeigt das Steuersignal. Es wurde mit Hilfe der zu sendenden Daten erzeugt. Bei jeder fallenden Flanke wird ein Kondensator vom Antennenschwingkreis getrennt. Es entsteht der in der unteren Kurve (MP2) zu sehende Signalverlauf. Die Messpunkte MP1 und MP2 sind im Messaufbau Abbildung 7.1 ebenfalls eingezeichnet.

Die Zeitkonstante beim Ausschwingvorgang beträgt etwa $\tau = 1,41\mu s$. Der in Kapitel 5.4.2.2 theoretisch errechnete Wert beträgt $2,76\mu s$. Die Differenz lässt sich durch das nicht ideale Transmission-Gate und einen nicht optimalen Schaltzeitpunkt erklären. Die Abweichung ist akzeptabel. Die genaue Auswirkung auf das Signal-zu-Rauschverhältnis im Empfänger ist im Folgenden zu sehen.

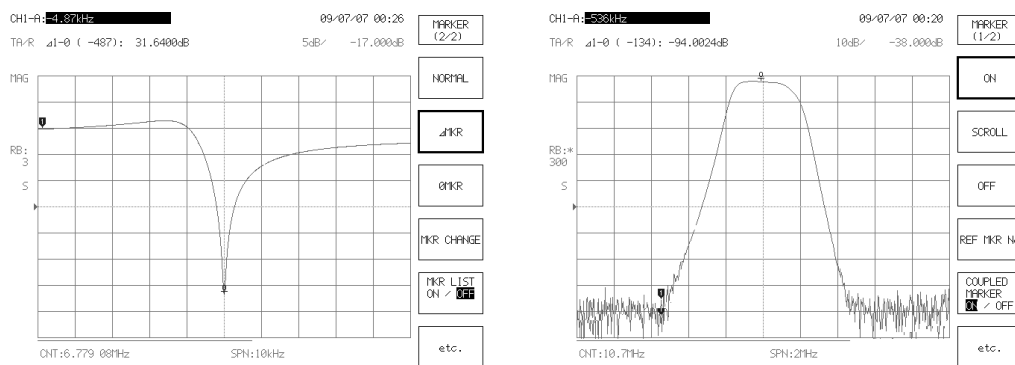
7.2.2 Lesegerät

7.2.2.1 Antenne

Messungen der Trägerunterdrückung haben ergeben, dass mit der verwendeten Antenne ein SCR von 52 dB erreicht wurde. Theoretisch könnten jedoch 60 dB (vgl. Kapitel 5.4.1.2) erreicht werden. Dazu wäre ein mechanisch präziserer Aufbau notwendig. Man könnte die handgewickelten Empfangsspulen durch maschinell gewickelte Spulen in SMD-Bauform ersetzen. Eine präzisere Platzierung auf SMD-Pads wäre dann ebenfalls gegeben. Für erste Tests ist der erreichte Werte jedoch zunächst akzeptabel.

7.2.2.2 Analoge Signalverarbeitung

Die analoge Signalverarbeitung besteht aus zwei Teilen: Einem Bandsperrfilter zur Unterdrückung des 6,78 MHz Trägers und einem Bandpassfilter zur Filterung des Datensignals. Abbildung 7.4 (a) zeigt die gemessene Übertragungsfunktion des Bandsperrfilters. Zu erkennen ist eine Dämpfung von 31,6



(a) Bandsperrfilter

(b) zweistufiger Keramikfilter

Abbildung 7.4: Übertragungsfunktion der analogen Filterung

dB bei 6,78 MHz. Der Träger wird so von 2,6 V auf etwa 70 mV gedämpft.

Abbildung 7.4 (b) zeigt die gemessene Übertragungsfunktion des Bandpassfilters, der aus zwei Stufen besteht. Zu erkennen ist eine Dämpfung von 94 dB im Sperrbereich. Die Bandbreite beträgt etwa 350 kHz. Das 6,78 MHz Trägersignal wird nun auf etwa $1,4\mu\text{V}$ gedämpft.

In Abbildung 7.5 (MP3) ist ein Oszilloskopbild des Filterausgangs zu sehen. Das obere Signal (MP2) zeigt das Sendesignal, aufgenommen an der Trans-

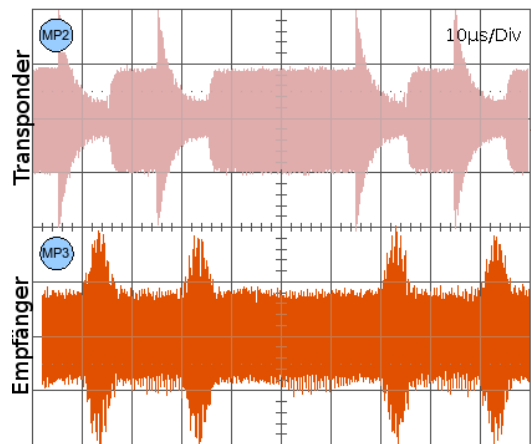


Abbildung 7.5: Ausgangssignal der analogen Vorverarbeitung

ponder-Antenne. Die untere Kurve (MP3) zeigt das Empfangssignal nach der analogen Vorverarbeitung. Durch die Bandbegrenzung des Filters wird der einseitige Exponentialimpuls leicht verformt. Das Signal wurde in einem Abstand von etwa 25 cm aufgenommen.

7.2.2.3 Digitale Signalverarbeitung

Nach der Digitalisierung des Empfangssignals durch den ADC ist eine Darstellung im Frequenzbereich mittels FFT-Transformation möglich. Abbildung 7.6 zeigt die Messung. Dargestellt ist der Frequenzbereich von 10,3 MHz bis

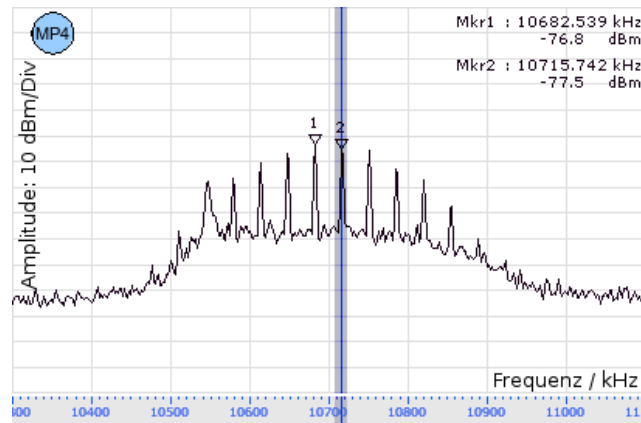


Abbildung 7.6: Spektrum des Empfangssignals nach Digitalisierung

11,1 MHz. Deutlich erkennbar sind die spektralen Anteile des Empfangssignals. Die Hauptkomponente des Signals hat eine Leistung von etwa -76,8 dBm. Aufgenommen wurde das Signal in etwa 25 cm Abstand. Der Durchlassbereich der analogen Filterung ist dabei deutlich anhand einer Anhebung des Rauschtopfs zu erkennen. Nach Verschiebung des Empfangssignals in den Basisbandbereich erhält man das in Abbildung 7.7 dargestellte Signal. Dargestellt ist das

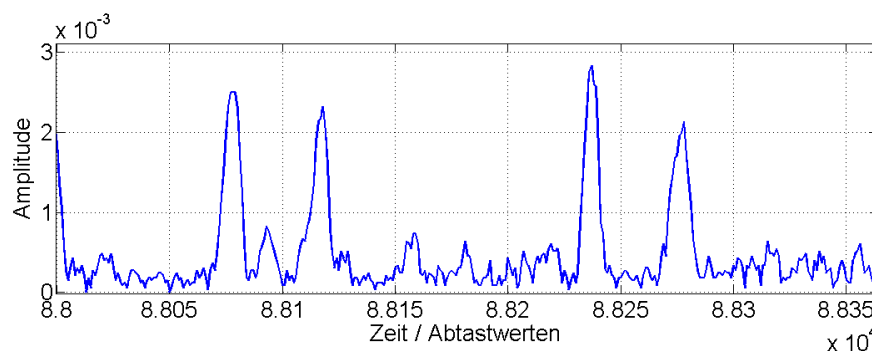


Abbildung 7.7: Basisbandsignal

dem Signal MP3 in Abbildung 7.5 zugehörige Basisbandsignal. Erkennbar sind vier Pulse, die den Hüllkurven der vier exponentiellen Ausschwingvorgängen aus MP3 entsprechen.

7.2.3 Lesereichweite

Zur Beurteilung des Übertragungskanals wurden die erzielbaren Signalstärken für unterschiedliche Abstände gemessen. Der Abstand zwischen Transponder und Lesegeräte-Antenne wurde dazu zwischen 8 und 46 cm variiert. Abbildung 7.8 zeigt die gemessenen Signalstärken im Basisband. Wie zuvor erläutert, ist

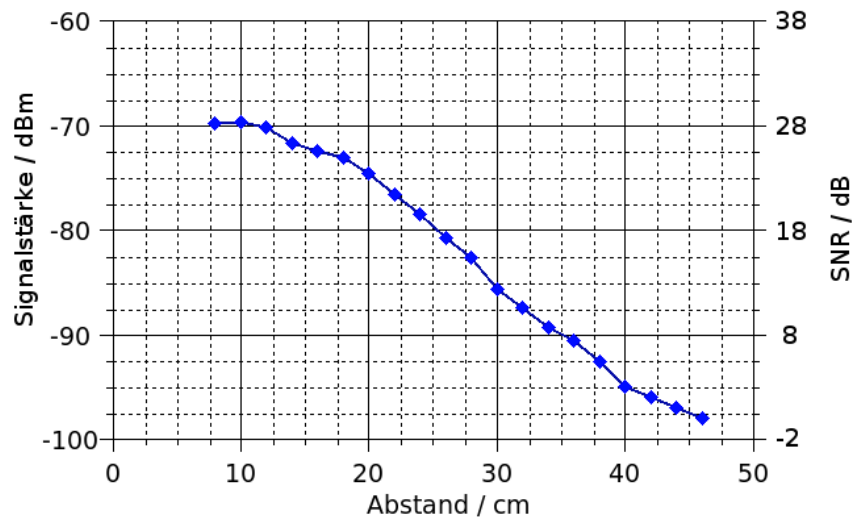


Abbildung 7.8: Messung der erreichten Signalstärke

zum Erreichen einer akzeptablen BER ein Signal-zu-Rauschverhältnis von mindestens +10 dB notwendig (vgl. Kapitel 5.3.1.3). Unter Berücksichtigung eines Matched-Filters mit einer Signal-zu-Rauschverbesserung von +15 dB wird ein Signal-zu-Rauschverhältnis von -5 dB (vgl. Kapitel 5.4.3.2) am Empfänger-Eingang benötigt. In einem Abstand von bis zu 45 cm wird ein höherer Wert erreicht. Es ist also eine Lesereichweite von mindestens 45 cm sichergestellt. Zum Vergleich: Die Energereichweite beträgt 42,5 cm. Das Maximum ist somit erreicht.

Anhang A

Auszug aus Vorschrift EN 300 330

Frequency range (MHz)	H-field strength limit (H _f) dBμA/m at 10 m
0,009 ≤ f < 0,315	30
0,009 ≤ f < 0,03	72 or according to note 1
0,03 ≤ f < 0,05975 0,06025 ≤ f < 0,07 0,119 ≤ f < 0,135	72 at 0,03 MHz descending 3 dB/oct or according to note 1
0,05975 ≤ f < 0,06025 0,07 ≤ f < 0,119 0,135 ≤ f < 0,140	42
0,140 ≤ f < 0,1485	37,7
0,1485 ≤ f < 30	-5 (see note 4)
0,315 ≤ f < 0,600	-5
3,155 ≤ f < 3,400	13,5
7,400 ≤ f < 8,800	9
10,2 ≤ f < 11,00	9
6,765 ≤ f ≤ 6,795 13,553 ≤ f ≤ 13,567 26,957 ≤ f ≤ 27,283	42 (see note 3)
13,553 ≤ f ≤ 13,567	60 (see notes 2 and 3)
NOTE 1: For the frequency ranges 9 to 70 kHz and 119 to 135 kHz, the following additional restrictions apply to limits above 42 dBμA/m: - for loop coil antennas with an area ≥ 0,16 m ² table 4 applies directly; - for loop coil antennas with an area between 0,05 m ² and 0,16 m ² table 4 applies with a correction factor. The limit is: table value + 10 × log (area/0,16 m ²); - for loop coil antennas with an area < 0,05 m ² the limit is 10 dB below table 4. NOTE 2: For RFID and EAS applications only. NOTE 3: Spectrum mask limit, see annex G. NOTE 4: For further information see annex H.	

Limitierung der magnetischen Feldstärke in 10 m nach Vorschrift EN 300 330

Auszug aus IEEE-Standard C95.1

Maximum permissible exposure for uncontrolled environments

Part A: Electromagnetic Fields [†]					
Frequency range (MHz)	Electric field strength (E) (V/m)	Magnetic field strength (H) (A/m)	Power density (S) E-field, H-field (mW/cm ²)	Averaging time $ E ^2$, S or $ H ^2$ (min)	
1	2	3	4	5	
0.003–0.1	614	163	$(100, 1\,000\,000)^{\frac{2}{3}}$	6	6
0.1–1.34	614	$16.3/f$	$(100, 10\,000/f^2)^{\frac{2}{3}}$	6	6
1.34–3.0	$823.8/f$	$16.3/f$	$(180/f^2, 10\,000/f^2)$	$f^2/0.3$	6
3.0–30	$823.8/f$	$16.3/f$	$(180/f^2, 10\,000/f^2)$	30	6
30–100	27.5	$158.3/f^{1.668}$	$(0.2, 940\,000/f^{3.336})$	30	$0.0636f^{1.337}$
100–300	27.5	0.0729	0.2	30	30
300–3000	—	—	$f/1500$	30	
3000–15 000	—	—	$f/1500$	$90\,000/f$	
15 000–300 000			10	$616\,000/f^{1.2}$	
NOTE— f is the frequency in MHz.					

Abbildung A.1: Empfehlung zur Vermeidung gesundheitlicher Effekte

Leitwerte berechnet nach Gabriel[13]

	133 kHz	3 MHz	6.78 MHz	13.56 MHz	27 MHz	40 MHz
Haut	0.085347	0.06314	0.14712	0.23802	0.42748	0.45401
Fett	0.024484	0.02595	0.027775	0.030354	0.032909	0.03409
Muskel	0.36889	0.56805	0.6021	0.62818	0.654	0.6692
Lunge	0.27613	0.3855	0.42109	0.45158	0.48429	0.50462
Kochen	0.084146	0.10256	0.11585	0.12845	0.14185	0.15009
Herz	0.22405	0.41127	0.47134	0.52617	0.58769	0.62687
Blut	0.70494	0.98268	1.0673	1.117	1.158	1.1801

Tabelle A.1: Leitwerte verschiedener Gewebearten für unterschiedliche Frequenzen in S/m

Parameter der Cole-Cole Gleichung[17]

Tissue type	ε_∞	$\Delta\varepsilon_1$	τ_1 (ps)	α_1	$\Delta\varepsilon_2$	τ_2 (ns)	α_2	$\Delta\varepsilon_3$	τ_3 (μ s)	α_3	$\Delta\varepsilon_4$	τ_4 (ms)	α_4	σ
Blood	4.0	56.0	8.38	0.10	5200	132.63	0.10	0.0			0.0			0.7000
Bone (cancellous)	2.5	18.0	13.26	0.22	300	79.58	0.25	2.0×10^4	159.15	0.20	2.0×10^7	15.915	0.00	0.0700
Bone (cortical)	2.5	10.0	13.26	0.20	180	79.58	0.20	5.0×10^3	159.15	0.20	1.0×10^5	15.915	0.00	0.0200
Brain (grey matter)	4.0	45.0	7.96	0.10	400	15.92	0.15	2.0×10^5	106.10	0.22	4.5×10^7	5.305	0.00	0.0200
Brain (white matter)	4.0	32.0	7.96	0.10	100	7.96	0.10	4.0×10^4	53.05	0.30	3.5×10^7	7.958	0.02	0.0200
Fat (infiltrated)	2.5	9.0	7.96	0.20	35	15.92	0.10	3.3×10^4	159.15	0.05	1.0×10^7	15.915	0.01	0.0350
Fat (not infiltrated)	2.5	3.0	7.96	0.20	15	15.92	0.10	3.3×10^4	159.15	0.05	1.0×10^7	7.958	0.01	0.0100
Heart	4.0	50.0	7.96	0.10	1200	159.15	0.05	4.5×10^5	72.34	0.22	2.5×10^7	4.547	0.00	0.0500
Kidney	4.0	47.0	7.96	0.10	3500	198.94	0.22	2.5×10^5	79.58	0.22	3.0×10^7	4.547	0.00	0.0500
Lens cortex	4.0	42.0	7.96	0.10	1500	79.58	0.10	2.0×10^5	159.15	0.10	4.0×10^7	15.915	0.00	0.3000
Liver	4.0	39.0	8.84	0.10	6000	530.52	0.20	5.0×10^4	22.74	0.20	3.0×10^7	15.915	0.05	0.0200
Lung (inflated)	2.5	18.0	7.96	0.10	500	63.66	0.10	2.5×10^5	159.15	0.20	4.0×10^7	7.958	0.00	0.0300
Muscle	4.0	50.0	7.23	0.10	7000	353.68	0.10	1.2×10^6	318.31	0.10	2.5×10^7	2.274	0.00	0.2000
Skin (dry)	4.0	32.0	7.23	0.00	1100	32.48	0.20	0.0			0.0			0.0002
Skin (wet)	4.0	39.0	7.96	0.10	280	79.58	0.00	3.0×10^4	1.59	0.16	3.0×10^4	1.592	0.20	0.0004
Spleen	4.0	48.0	7.96	0.10	2500	63.66	0.15	2.0×10^5	265.26	0.25	5.0×10^7	6.366	0.00	0.0300
Tendon	4.0	42.0	12.24	0.10	60	6.37	0.10	6.0×10^4	318.31	0.22	2.0×10^7	1.326	0.00	0.2500

Abbildung A.2: Parameter der Cole-Cole Gleichung für verschiedene Gewebearten

Gegeninduktivität zwischen felderzeugender Spule und Transponderspule

Für Berechnungen in Kanalmodellen wird die Gegeninduktivität M bestimmt. Grundlage sind die in Kapitel 4 ermittelten Werte. Die Gegeninduktivität ist definiert als die Flussverkettung in der Transponderantenne pro Stromfluss in der Lesegeräteantenne (vgl. Kapitel 2.2.1):

$$M = \frac{N_T \cdot \phi_T}{I_R} \quad (\text{A.1})$$

Der magnetische Fluss am Ort des Transponders $B(z_0)$ lässt sich durch die magnetische Feldstärke - hervorgerufen durch den Kreisstrom I in der Lesegeräteantenne - und die Spulenfläche ausdrücken:

$$\phi_T = B(z_0) \cdot A_T$$

Nach Biot-Savart gilt:

$$B = \mu \frac{I_R}{2} \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{\frac{3}{2}}}$$

Nach Einsetzen in A.1 und Berücksichtigung einer Windungszahl von $N_T = 10$ ergibt sich ein Wert von:

$$M = \mu \frac{N \cdot A}{2} \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{\frac{3}{2}}} \approx \underline{1,14 \cdot 10^{-9} H}$$

Berechnung der Kanal-Übertragungsfunktionen

Felderzeugung und Empfang mit einer Antennenspule

Grundlage zur Herleitung der Übertragungsfunktion ist das Ersatzschaltbild in Abbildung 5.2. Ein Maschenumlauf liefert folgendes Gleichungssystem:

$$\bar{U} = Z \cdot \bar{I} \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{matrix} M1 : \\ M2 : \end{matrix} \begin{pmatrix} U_T \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_T + j\omega L_T & j\omega M \\ j\omega M & R_R + j\omega L_R - j\frac{1}{\omega C_R} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_T \\ I_R \end{pmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Dieses Gleichungssystem wird nun nach $\frac{I_R}{U_T}$ gelöst und mit $I_R = \frac{U_C}{j\omega C}$ gilt dann:

$$H_{T-R} = \frac{U_C}{U_T} = \frac{a_1\omega^2 + a_2\omega + a_3}{b_1\omega^3 + b_2\omega^2 + b_3\omega + b_4}$$

$$\begin{aligned} \text{mit } a_1 &= 0, \\ a_2 &= j\frac{M}{C_R}, \\ a_3 &= 0, \\ b_1 &= M^2 - L_R L_T, \\ b_2 &= jL_T R_R + jR_T L_R, \\ b_3 &= R_R R_T + \frac{L_T}{C_R}, \\ b_4 &= -j\frac{R_T}{C_R} \end{aligned}$$

Separate Empfangsspule

Die Spannung über einer separaten Empfangsspule wird durch die Ströme in der felderzeugenden Spule L_R und der Transponderspule L_T unter Berücksichtigung der jeweiligen Gegeninduktivitäten hervorgerufen:

$$U_L = j\omega M_{TL} I_T + j\omega M_{LR} I_R \quad (\text{A.4})$$

Das Gleichungssystem A.3 kann nach I_R und I_T aufgelöst werden. Anschließend werden die Ausdrücke in A.4 eingesetzt. Umstellen nach $\frac{U_L}{U_T}$ liefert schließlich die Übertragungsfunktion:

$$H_{T-R} = \frac{U_L}{U_T} = \frac{a_1\omega^3 + a_2\omega^2 + a_3\omega + a_4}{b_1\omega^3 + b_2\omega^2 + b_3\omega + b_4}$$

$$\begin{aligned} \text{mit } a_1 &= -M_{TL} L_R + M_{LR} M_{LT}, \\ a_2 &= jR_R M_{TL}, \\ a_3 &= \frac{M_{TL}}{C_R}, \\ a_4 &= 0, \\ b_1 &= M^2 - L_R L_T, \\ b_2 &= jL_T R_R + jR_T L_R, \\ b_3 &= R_R R_T + \frac{L_T}{C_R}, \\ b_4 &= -j\frac{R_T}{C_R} \end{aligned}$$

Spice-Simulation zum Verstärkerrauschen

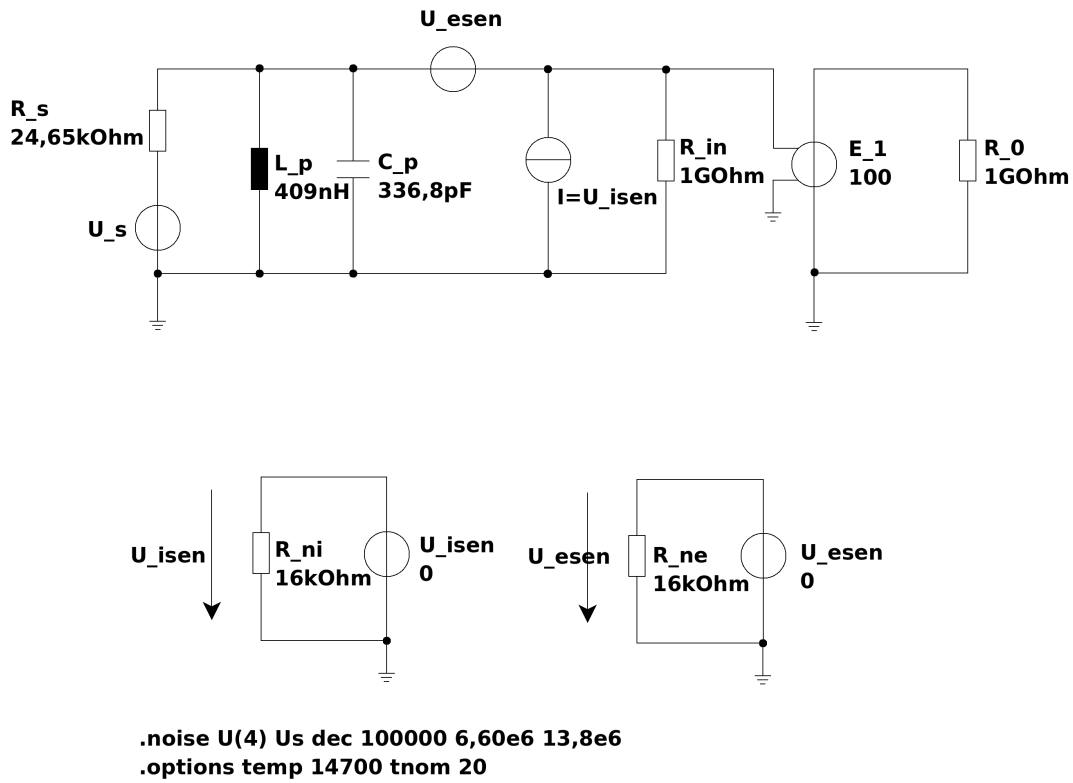


Abbildung A.3: Spice Simulation zum Rauschen

Murata Keramikfilter

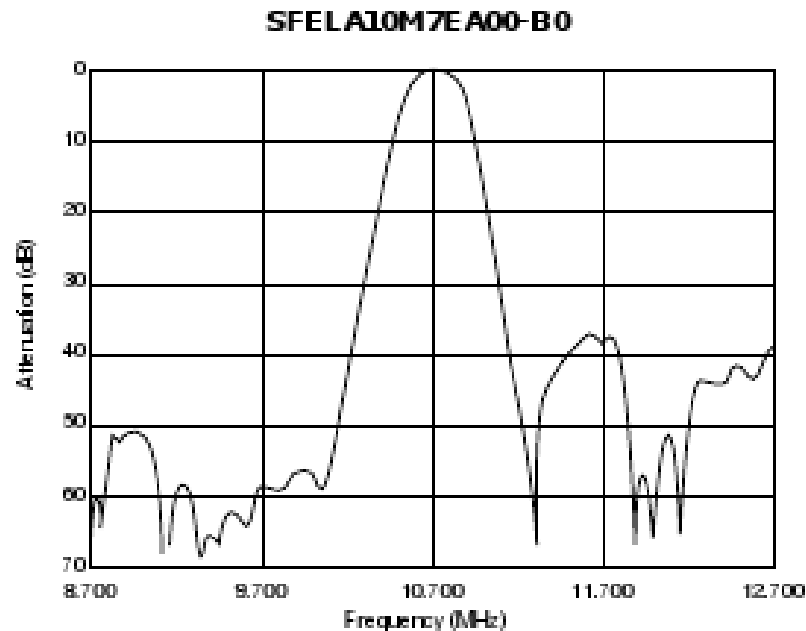


Abbildung A.4: Auszug aus dem Murata Filter Datenblatt (Quelle:Murata)

Entworfenes Protokoll

Das Gesamtsystem verfügt über verschiedene mögliche Zustände, wie Leistungsregelung, Messen oder ID lesen. Um diese Abläufe optimal steuern zu können, ist eine bi-direktionale Kommunikation zwischen Lesegerät und Transponder sinnvoll. Dabei kann der Wortschatz der Kommunikation vom Lesegerät zum Transponder einfach gehalten werden, um den schaltungstechnischen Aufwand im Transponder zu minimieren. Um die Abläufe optimal steuern zu können, sollte das Lesegerät in der Lage sein, den Zustand des Transponders zu steuern. Dazu muss das Protokoll über den in Tabelle A.2 dargestellten minimalen Befehlssatz verfügen.

Zur sicheren Übertragung der Datenpakete nach Kapitel 6.3.1.4 ist ein "Handshake"-Mechanismus notwendig. Dieser ermöglicht das erneute Anfordern eines Datenpaketes, falls dieses im Lesegerät nicht dekodiert werden konnte. Um den Aufwand im Transponder und für das Protokoll gering zu halten,

Befehl	Bedeutung	Code
adjust	Spannungswerte zum Regeln der Feldstärke senden	11
getdata	EEProm Daten werden gesendet (ID und Korrekturkoeffizienten)	01
measure	Messbetrieb - Druckwerte, dazwischen Spannung und Temperatur	10
reset	Zurück zum Grundzustand	00

Tabelle A.2: Minimaler Befehlssatz zur Steuerung des Transponders

geschieht diese Steuerung folgendermaßen: Zunächst sendet das Lesegerät den notwendigen Befehl, um entsprechende Datentypen abzurufen. Nun sendet der Transponder nacheinander alle Datenpakete. Sollte das Lesegerät nun ein Paket nicht dekodieren können, wird unmittelbar nach diesem Paket der letzte Befehl erneut gesendet. Dies registriert der Transponder und unterbricht, um das letzte Datenpaket erneut zu senden. Im Transponder muss dazu jeweils das letzte Datenpaket zwischengespeichert werden. Um die Datenübertragung vom Lesegerät zum Transponder zu sichern und dennoch den schaltungstechnischen Aufwand klein zu halten, verfügen die Nachrichten über einen speziellen Aufbau.

Ein möglicher zeitlicher Ablauf eines gesamten Messvorgangs sähe dann wie folgt aus:

1. Leistungsregelung (dabei evtl. bereits Temperatur erfassen)
2. ID und Koeffizienten auslesen
3. Messen (dabei langsame Regelung der Leistung)

A.0.3.1 Protokoll-Zustandsautomat

In diesem Kapitel soll ein möglicher Protokoll-Zustandsautomat vereinfacht dargestellt werden. Durch diese Darstellung soll gezeigt werden, welche Zustände es gibt und wie zwischen diesen Zuständen gewechselt werden kann. Abbildung A.5 zeigt den Protokoll-Zustandsautomaten im Transponder.

Nach Anlegen des Feldes befindet sich der Transponder zunächst im "reset". Da die Sendefeldstärke des Lesegerätes und Regler im Frontend zu diesem Zeitpunkt noch nicht optimal eingestellt sind, ist es sinnvoll, dass der Transponder

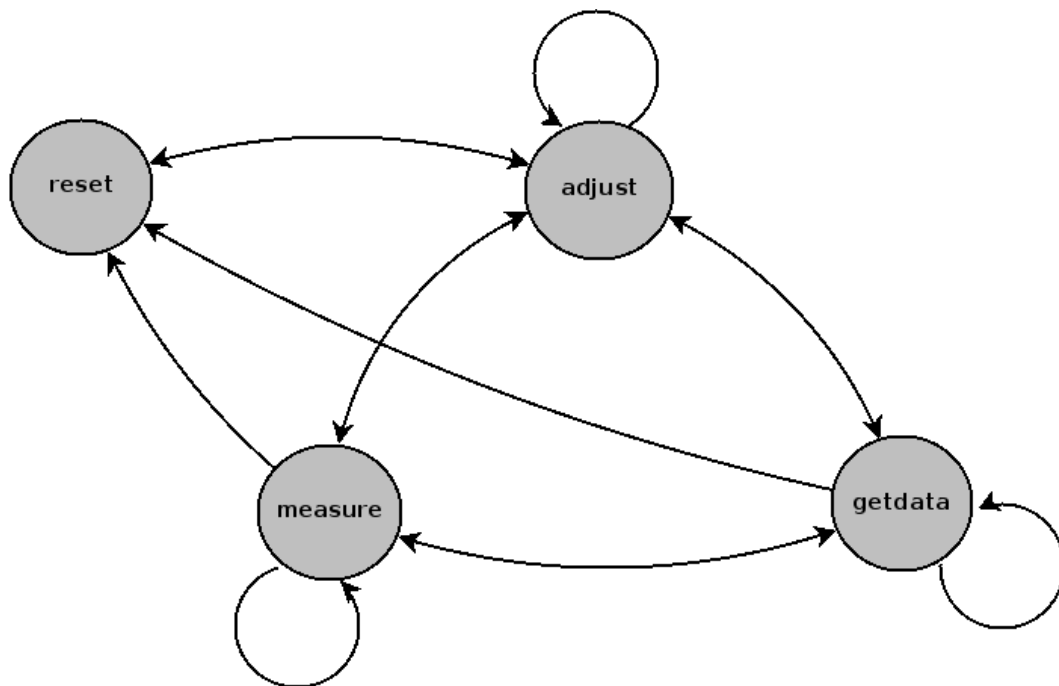


Abbildung A.5: Protokoll Zustandsautomat

selbständig in den “adjust” Zustand wechselt. Von dort aus kann in jeden Zustand übergegangen werden. Ein Zustand wird ansonsten nur verlassen, wenn das entsprechende Kommando vom Lesegerät gesendet wurde. Von jedem Zustand ist der Übergang in “reset” möglich. Dies kann z.B. dann erfolgen, wenn ein Fehler auftritt. Sollte keine Kommunikation mit dem Transponder mehr möglich sein, kann das Feld des Lesegerätes deaktiviert werden bis sich die Stützkapazitäten im Transponder entladen haben.

Beispielhaft soll hier in Abbildung A.6 der Programmablaufplan für den Zustand “adjust” aufgezeigt werden.

Tritt der Zustandsautomat aus einem anderen Zustand als “adjust” in diesen Zustand ein, so wird zunächst die Spannung gemessen, kodiert und gesendet. Anschließend geschieht das Gleiche mit dem Temperaturwert. Sollte nun das Lesegerät einen Wert nicht dekodieren können, schickt es erneut einen “adjust” Befehl. Nun wird zunächst anhand eines “Flags“ überprüft, welcher Wert zuletzt gesendet wurde. Dann wird der jeweilige Sendevorgang wiederholt. Das Lesegerät hat dabei bis zum Ablegen eines neuen Messwertes in den Zwischenspeicher Zeit, den Befehl zu senden.

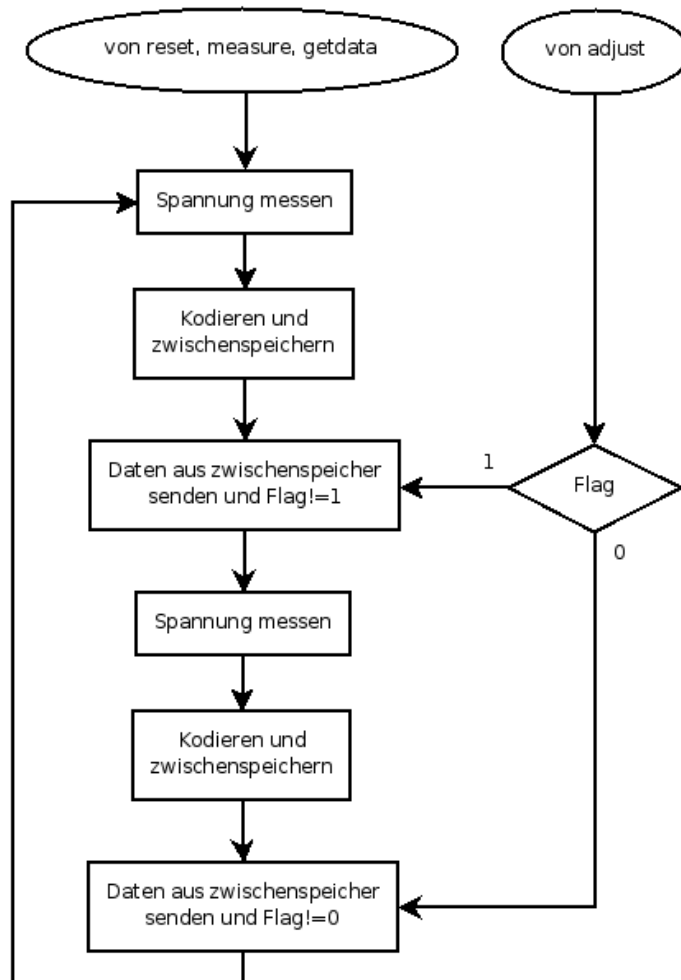


Abbildung A.6: Flussdiagramm für den Zustand “adjust”

A.0.3.2 Beispiel

Das folgende Beispiel soll verdeutlichen, wie das Protokoll arbeitet. Es wurde ein Szenario gewählt, in dem die Qualität des Datenempfangs nicht optimal ist und daher einige Pakete mehrfach ausgelesen werden müssen. Abbildung A.7 zeigt die Kommunikation zwischen Lesegerät und Transponder.

Die obere Zeile zeigt die vom Lesegerät und die untere die vom Transponder gesendeten Signale. Nachdem das Lesegerät einen ”adjust“ Befehl aussendet, antwortet der Transponder mit einer Nachricht. Diese besteht aus einem Header, einem Protokoll Control Byte, den Messdaten und einer Redundanz zum Fehlerschutz. Zunächst soll hier der Fall eintreten, dass diese Nachricht vom Lesegerät nicht empfangen werden konnte und daher erneut angefordert werden

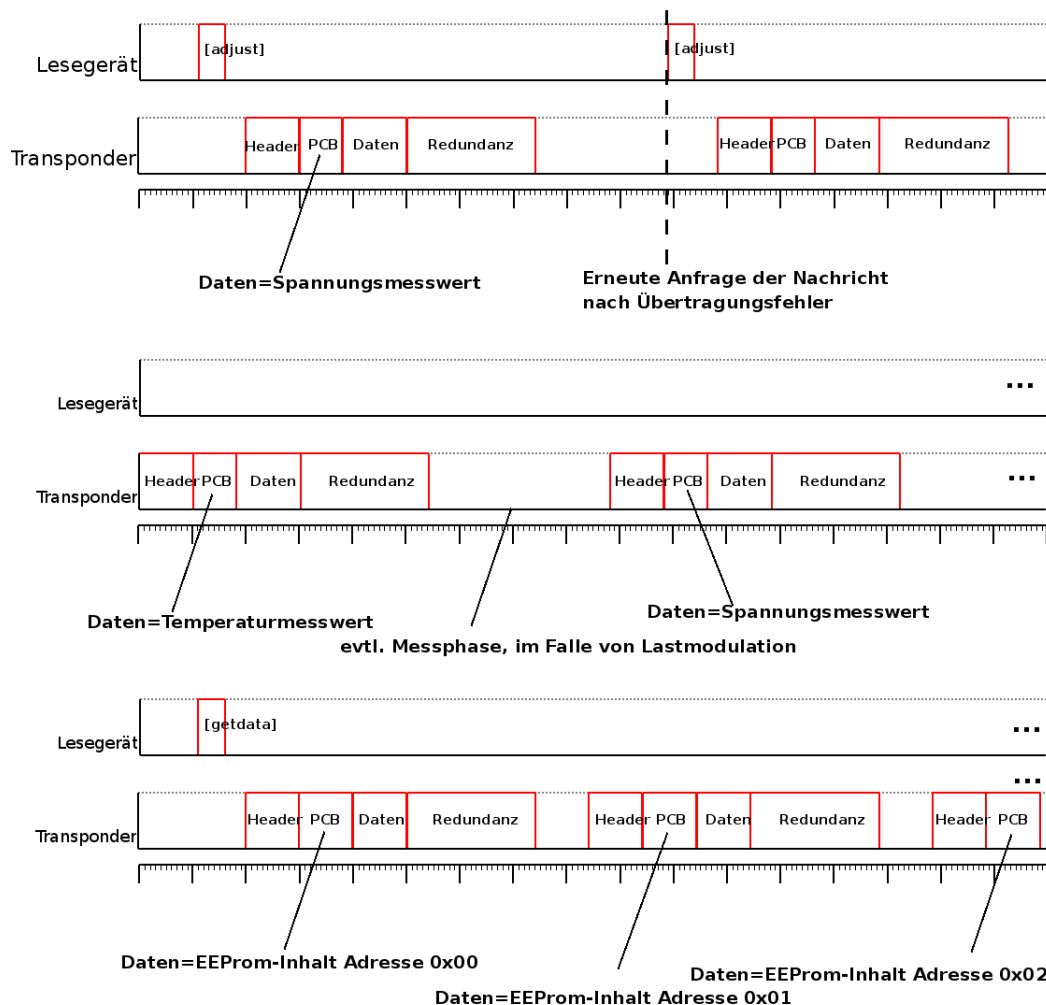


Abbildung A.7: Beispiel einer Kommunikation

muss. Dazu sendet das Lesegerät erneut einen "adjust" Befehl. Die laufende Kommunikation wird nun unterbrochen, um die letzte Nachricht erneut zu senden. Die nächste Zeile zeigt den weiteren Verlauf der Kommunikation ohne Empfangsstörung. Es werden nacheinander Messwerte übertragen. Das Lesegerät sendet keine Nachrichten. Die Pausen zwischen den Nachrichten werden vom Transponder benötigt, um die Messwerte aufzunehmen. Dies kann nicht während der Übertragung geschehen, da während einer Messung eine stabile Versorgungsspannung benötigt wird. In der dritten Zeile sendet das Lesegerät einen "getdata" Befehl, um ID und Kalibrierkoeffizienten aus dem EEPROM des Transponders auszulesen. Wie an dem PCB zu erkennen, werden nacheinander alle Adressen des EEPROMs ausgelesen und deren Inhalt übertragen.

Literaturverzeichnis

- [1] P.D. Dr. A. J. Morguet, P. Kühnelt, A. Kallel, D. Russ, M. Wähner, Prof. Dr. H-P. Schulteiss; Telemedizinische Betreuung und Überwachung von Patienten mit gering bis mittelgradiger chronischer Herzinsuffizienz in der häuslichen Umgebung; VDE Tagungsband AAL Berlin 2008
- [2] U. Urban, H. Fassbender, R. Schliert, M. Görtz, K.Trieu, U. Steinseifer, T. Schmitz-Rode, U. Schnakenberg; CHF-Monitoring-Bewertung von zwei alternativen Implantationskonzepten; VDE Tagungsband AAL Berlin 2008
- [3] C. Krüger, J-G. Pfeffer, W. Mokwa, G. vom Bögel, R. Günther, T Schmitz-Rode, U. Schnakenberg; Intravascular pressure monitoring system; Proc. Euroensors XVI, Prague 2002
- [4] G. vom Bögel, M. Niederholz; Transpondersystem zur Messung des Augeninnendrucks; Electronic Embedded Systeme, Heft 05/2001
- [5] Klaus Finkenzeller; RFID Handbuch; 4.Auflage; Hanser
- [6] Schmidt, Thews, Lang; Physiologie des Menschen; Springer
- [7] A. Hennig; RF Energy Transmission for Sensor Transponders Deeply Implanted in Human Bodies; 38th IEEE EuMW 2008, Pages 424-427
- [8] A. Hennig; Feasibility of Deeply Implanted Passive Sensor Transponders in Human Bodies; 4th RFID Systech, ITG-Fachbericht 209, Freiburg 2008
- [9] A. Hennig, G. vom Bögel; Antenna Analysis and Optimisation for Deeply Implantable Medical Sensor Transponders; Proc. 54. IEEE IWK 2009
- [10] T. Feldengut, A. Hennig; Wireless Power Transmission in Sensor Transponder Systems; Proc. Wireless Congress 2009

-
- [11] A. V. Vorst, A. Rosen, Y. Kotsuka; RF/Microwave Interaction with biological Tissues; John Wiley & Sons Inc.; Canada USA; 2006
 - [12] K.S.Cole and R.H.Cole; Dispersion and absorption in dielectrics: I. Alternating current characteristics.; Journal of Chemical Physics, April 1941, Pages 341-351
 - [13] C.Gabriel and S.Gabriel; Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies; URL: <http://www.brooks.af.mil/AFRL/HED/hedr/reports/dielectric/home.html>
 - [14] C.Gabriel; Compilation of the dielectric properties of body tissues at RF and microwave frequencies; Report N.AL/OE-TR- 1996-0037, Occupational and environmental health directorate, Radiofrequency Radiation Division, Brooks Air Force Base, Texas (USA), June 1996
 - [15] C.Gabriel, S.Gabriel and E.Corthout; The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey; Phys. Med. Biol. 41 (1996), Pages 2231-2249
 - [16] S.Gabriel, R.W.Lau, C.Gabriel; The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10 Hz to 20 GHz; Phys. Med. Biol. 41 (1996), Pages 2251-2269
 - [17] S.Gabriel, R.W.Lau, C.Gabriel; The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues; Phys. Med. Biol. 41 (1996), Pages 2271-2293
 - [18] F. Gustrau, A. Bahr, S. Goltz, S. Eggert, K. Hentschel, I. Ruppe; Berechnung feldinduzierter Ströme und Stromdichten in Modellen des menschlichen Körpers im Frequenzbereich 10 Hz bis 30 MHz; Schriftenreihe der Bundesanstalt für Arbeitsschutz und Arbeitsmedizin Dortmund/Berlin 2000
 - [19] M. Koch ;Elektromagnetische Felder in Materie und an Grenzflächen; FEMLAB 2005
 - [20] K. Küpfmüller; Einführung in die theoretische Elektrotechnik; 13.Auflage; Springer-Verlag

-
- [21] K-Simonyi; Theoretische Elektrotechnik; VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften Berlin 1980
- [22] Otto Zinke, Hans Seither; Widerstände, Kondensatoren, Spulen und ihre Werkstoffe; Springer-Verlag
- [23] HF Antenna Cookbook; Texas Instruments 2001
- [24] Jan A. Ferreira; Improved Analytical Modeling of Conductive Losses in Magnetic Components; IEEE Transactions on Power Electronics 1994, Pages 127-131
- [25] K. Fotopoulou, B.W. Flynn; Optimum Antenna Coil Struktüre for Induktive Powering of Passive RFID Tags; IEEE International Conference on RFID, Grapevine USA 2007, Pages 71-77
- [26] H. Zangl, T. Bretterklieber; Demodulation of 13.56 MHz load-modulated signals; Elektrotechnik & Informationstechnik (2007) 124/11
- [27] A. Massarini, M.K. Kazimierczuk, G. Grandi; Lumped Parameter Models for Single- and Multiple-Layer Inductors; 27th Annual IEEE PESC 1996 Record, Pages 295-301
- [28] G. Grandi, M.K. Kazimierczuk, A. Massarini, U. Reggiani; Stray Capacitances of Single-Layer Solenoid Air-Core Inductors; IEEE Transactions on Industry Applctaions 1999, Pages 1162-1168
- [29] X. Nan, C.R. Sullivan; An Improved Calculation of Proximity-Effect Loss in High-Frequency Windings of Round Conductors; PESC 2003
- [30] A. Hennig, G. vom Bögel; Antenna Design for Deeply Implantable Sensor Transponder Systems in Medicine; 5th RFID Systech, ITG-Fachbericht 216, Bremen 2009
- [31] F. Gräbner; Untersuchung von Ferriten, Modellierung des Verhaltens und Anwendung in einem HF-Visualisierungsmedium; 1. Aufl. - Nordhausen: Neukirchner, 2001
- [32] <http://www.mathworks.com>

- [33] G.Grandi, M.K. Kazimierczuk, A.Massarini, U.Reggiani; Stray Capacitances of Single-Layer Air-Core Induktors for High-Frequency Applications; 31 IEEE IAS 1996, Pages 1384-1388
- [34] R.L.Cross; Some Magnetic Field Properties of Ferrite Rods Used for Small Ferrite Loaded Receiving Antennas Solved by the Moment Method; BSEE, MSEE amateur radio WK00 2001
- [35] H. Jasik, R.C. Johnson; Antenna Engineering Handbook; Georgia Institute of Technologie 1993
- [36] K. Solbach; Hochfrequenztechnik; Vorlesungsscript Universität Duisburg
- [37] Standard Test Method for measurement of radio frequency induced heating near passive implants during magnetic resonance imaging
- [38] Was ist Rauschen?; Hameg Instruments
- [39] C.D. Motchenbacher, J.A. Connelly; Low-Noise Electronic System Design; John Wiley&Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore
- [40] F. Landstorfer, H. Graf; Rauschprobleme in der Elektronik; R. Oldenbourg München Wien
- [41] K. D. Kammeyer; Nachrichtenübertragung; B.G. Teubner Stuttgart
- [42] A. Hennig; Entwicklung, Realisierung und Test von Signalverarbeitungseinheiten für Transponder-Lesegeräte; Masterarbeit Bergische Universität Wuppertal 2006
- [43] K. D. Kammeyer, V. Kühn; Matlab in der Nachrichtentechnik; J. Schlembach
- [44] C. Patauner, H. Witschnig, D. Rinner, A. Maier, E. Merlin, E. Leitgeb; High Speed RFID/NFC at Frequenzy of 13.56 MHz; EURASIP Workshop RFID 2007
- [45] L.H. Jung, P.Bytnes-Preston, R. Hessler, T. Lehmann, G.J. Suaning, N.H. Lovell; A Dual Band Wireless Power and FSK Data Telemetry for Biomedical Implants; 28th IEEE EMBS Lyon 2007, Pages 4392-4395

- [46] C. Klapf, A. Missoni, W. Pribyl, G. Hofer, G. Holweg, W. Kargl; Improvements in Operational Distance in passive HF RFID Transponder Systems; IEEE International Conference on RFID, Las Vegas 2008, Pages 250-257
- [47] H. Zangl, T. Bretterklieber; Limitations of Range of Operation and Data Rate for 13.56 MHz Load-Modulation Systems; EURASIP Workshop RFID 2007
- [48] P. Sorrells ;Optimizing read range in RFID systems; EDN 7/2000
- [49] A. Hennig, G. vom Bögel; A Reader Antenna with Carrier Suppression for Wireless Sensor Systems; ITG-Fachbericht 224, Ciudad Real 2010
- [50] M Bossert; Kanalcodierung; Teubner Stuttgart
- [51] Bernd Friedrichs; Kanalcodierung; Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York 1995
- [52] A. Hennig, G. vom Bögel, A. Grabmaier; A Data Transmission Technique for Passive Sensor-Transponders in Medicine; IEEE International Conference on RFID, Orlando 2010, Pages 215-222
- [53] Benjamin Lehmann; Entwicklung eines optimierten Protokollstacks für HF-Sensortranspondersysteme in medizinischen Anwendungen; Diplomarbeit Fraunhofer IMS 2008
- [54] A. C. Tribble; The Software Defined Radio: Fact and Vision; Radio and Wireless Symposium, IEEE 2008, Pages 5-8
- [55] S. Grey, G. vom Bögel, A. Hennig, F. Meyer; Direct Digitalization and Frequency Translation using an Undersampling Scheme for Software-Defined-Radio based RFID UHF-Systems; ITG-Fachbericht 224, Ciudad Real 2010

Lebenslauf

Ausbildung

1991-1997	Röntgen-Gymnasium Remscheid-Lennep
1997-2000	Berufskolleg am Haspel, Gymnasiale Oberstufe
2000	Abitur
2001-2006	Elektrotechnik Studium an der Bergischen Universität Wuppertal
2004	Bachelor-Prüfung Titel: "Signalverarbeitung für einen optischen Staubpartikelsensor"
2006	Master-Prüfung Titel: "Entwicklung, Realisierung und Test von Signalverarbeitungseinheiten für Transponderlesegeräte"
2006-2009	Dissertation am Fraunhofer IMS Duisburg

Beruflicher Werdegang

2003-2005	Anstellung als wissenschaftliche Hilfskraft am Lehrstuhl für Messtechnik an der Universität Wuppertal
seit 2006	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Fraunhofer IMS Duisburg

Auszeichnungen

2004	VDE-Studienpreis für ausgezeichnete Abschlussarbeiten
2004	Absolventenpreis der Universität Wuppertal (Bachelor)
2006	Absolventenpreis der Universität Wuppertal (Master)

Veröffentlichungen

RFID-Systech 2008 Freiburg, VDE “Feasibility of Deeply Implanted Passive Sensor Transponders in Human Bodies”

EuMW 2008 Amsterdam, IEEE “RF Energy Transmission for Sensor Deeply Implanted in Human Bodies”

RFID-Systech 2009 Bremen, VDE “Antenna Design for Deeply Implantable Sensor Transponder Systems in Medicine”

IWK 2009 Ilmenau, IEEE “Antenna Analysis and Optimisation for Deeply Implantable Medical Sensor Transponders”

In-Tech, Buchbeitrag “Analysis of Power Absorption by Human Tissue in Deeply Implantable Medical Sensor Transponders”

Wireless Congress 2008 München (Co-Autor) “Wireless Power Transmission in Sensor Transponder Systems”

RFID 2010, IEEE “A Data Transmission Technique for Passive Sensor-Transponders in Medicine”

RFID-Systech 2010, VDE “A Reader Antenna with Carrier Suppression for Wireless Sensor Systems”